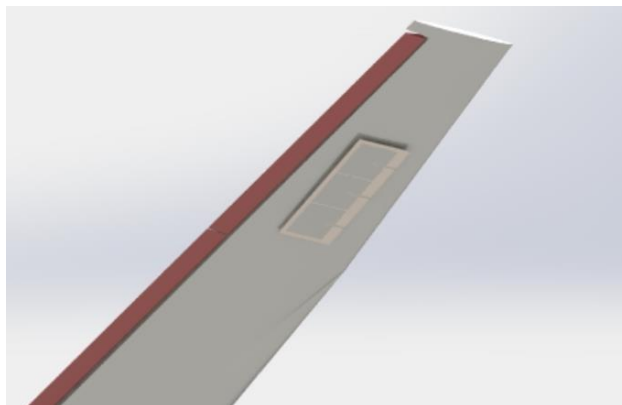




TÉCNICO
LISBOA

academia
militar 



Antenas de comunicações UAV's

Pedro Miguel Martins Marques

Dissertação para obtenção do Grau Mestre em

Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientador: Professor Doutor António Carlos de Campos Simões Baptista

Co - Orientadora: Professora Doutora Maria João Marques Martins

Júri

Presidente: Professor Doutor José Eduardo Charters Ribeiro da Cunha Sanguino

Orientador: Professor Doutor António Carlos de Campos Simões Baptista

Vogal: Professor Doutor António Luís Campos da Silva Topa

Outubro 2016

Agradecimentos

Esta dissertação é o culminar de seis anos de trabalho e aprendizagem, onde muitos obstáculos foram superados. Como tal agradeço profundamente a todos os que me apoiaram e fizeram parte deste percurso. Esta dedicatória é dirigida a estas pessoas.

Em primeiro lugar, agradeço a toda a minha família pelo incondicional apoio durante todo este percurso académico, sobretudo, pela minha passagem pela Academia Militar.

Agradeço a todos os professores e estabelecimentos de ensino que foram responsáveis pela minha formação académica.

Uma palavra de consideração à Academia Militar, por todo o apoio e formação, de índole militar, académica, física e comportamental.

Um agradecimento especial aos meus orientadores, Professora Doutora Maria João Martins e Professor Doutor António Baptista, pelo apoio, orientação e conhecimento para a realização desta dissertação de mestrado. Quero ainda agradecer ao Senhor Coronel Morgado e à Academia de Força Aérea pela disponibilidade e apoio prestado durante este período.

A todos os meus camaradas e amigos, quero agradecer pelos bons momentos partilhados, pela ajuda, e sobretudo pela amizade.

Resumo

A Força Aérea Portuguesa está a desenvolver um projeto, denominado “Projeto de Investigação e Tecnologia em Veículos Aéreos Não-Tripulados” (PIVANT) com o intuito, de dotar a Força Aérea Portuguesa das capacidade de exploração destas aeronaves não pilotadas, tendo já desenvolvido algumas plataformas UAV que executam missões de reconhecimento e vigilância sobre o território continental e marítimo português.

A necessidade de comunicar ou melhorar a comunicação com estas plataformas, levou a que se propusesse a presente dissertação de mestrado, cujo objetivo é projetar uma antena planar do tipo *Electronically Steerable Parasitic Array Radiator* (P-ESPAR) que opere na frequência de 1.33 GHz possibilitando a melhoria da eficiência e alcance da ligação descendente entre o UAV e a estação terrestre, além de permitir variar a direção em azimute do seu ganho máximo, proporcionando ao operador a possibilidade de escolher a direção para a qual quer transmitir. Neste sentido será descrito inicialmente o estado da arte com o intuito de conhecer a evolução até á atualidade das plataformas aéreas como das antenas utilizadas por estes veículos aéreos não tripulados na comunicação. Numa fase posterior será efetuado o estudo das características das antenas planares, os métodos de excitação e os métodos de análise necessários para o dimensionamento da antena.

A análise e desenvolvimento da antena P-ESPAR inicia-se com o dimensionamento e simulação no programa CST MicroWave Studio de apenas um elemento *patch*. Posteriormente será realizado o desenvolvimento da antena P-ESPAR, caracterizando os elementos que a compõem.

Palavras-chave: antena ESPAR, antenas planares, antenas inteligentes, radiação, UAVs.
CST, Microwave Studio

Abstract

The Portuguese Air Force is developing a project entitled "Project for Research and Technology in Unmanned Aerial Vehicles" (PIVANT) with the aim of providing the Portuguese Air Force with the ability of exploitation of these unmanned aerial vehicles. Some UAV have already been developed performing reconnaissance and surveillance missions over continental and maritime Portuguese territory.

The need to communicate or improve communication with these platforms, led to the propose of this dissertation, whose goal is to design a planar type antenna of the type Electronically Steerable Parasitic Array Radiator (P-ESPAR) at the operating of frequency 1.33 GHz which will improve the efficiency and scope of the downlink between the UAV and the ground station, besides allowing the variation of the main lobe in azimuth, giving the operator the ability to choose the direction of communication. The state of the art in is described order to know the evolution until now of the antennas used in UAVs. At a later stage the characteristics of planar antennas, methods of excitation and analysis methods needed for the design of the antenna will be presented.

The analysis and development of the P-ESPAR antenna begins with the design and simulation in CST Microwave Studio program of single patch element. The development of the P-ESPAR antenna will follow, describing the elements that compose it.

Keywords: ESPAR antenna, patch antennas, smart antennas, UAVs, CST Microwave Studio

Índice

Agradecimentos.....	I
Resumo	III
Abstract.....	V
Índice	VII
Índice de Tabelas	IX
Índice de Figuras	XI
Lista de Acrónimos e Siglas	XIII
Lista de Símbolos	XV
Capítulo 1	1
1. Introdução.....	1
1.1 Definição do Problema	1
1.2 Motivação e Objetivos	3
1.3 Estrutura da dissertação de mestrado	4
Capítulo 2	5
2 Estado da Arte.....	5
2.1 Introdução.....	5
2.2 Evolução histórica dos UAVs	5
2.3 Comunicação, Meios de Comunicação e Frequências.....	6
2.4 Tipos de Antenas utilizadas pelos UAVs.....	7
2.4.1 Antenas Omnidirecionais	7
2.4.2 Antenas Direcionais ou Diretivas	8
2.4.2.1 Agregados de antenas	8
2.4.2.2 Antenas planares.....	9
2.4.2.3 Antenas <i>Swiched Parasitic Array Radiator</i> (SPAR)	10
Capítulo 3	13
3 Fundamentação teórica da antena ESPAR	13
3.1 Agregados de antenas	13
3.2 Agregados de três elementos	14
Capítulo 4	19
4 Antenas Planares	19
4.1 Introdução.....	19
4.2 Estrutura e características básicas das antenas planares.....	19
4.3 Métodos analíticos para antenas planares.....	21
4.3.1 Método da linha de transmissão	21
4.3.2 Método da Cavidade	26
4.4 Métodos de excitação.....	27
4.4.1 Excitação por linha <i>microstrip</i>	27
4.4.2 Excitação por cabo coaxial ou sonda.....	28

4.4.3	Excitação por Acoplamento de proximidade	29
4.4.4	Excitação por Abertura de acoplamento	29
4.5	Conclusões	30
Capítulo 5	33
5	Proposta da Antena planar ESPAR	33
5.1	Introdução.....	33
5.2	Configuração do elemento da antena planar (patch)	33
5.2.1	Escolha do substrato	33
5.2.2	Dimensionamento do <i>patch</i> da antena planar	35
5.2.3	Simulação da antena planar com <i>single patch</i>	37
5.3	Antena P-ESPAR	44
5.3.1	Diodo varicap.....	44
5.3.2	Representação do circuito equivalente	46
5.3.3	Configuração da antena P- ESPAR	48
5.3.4	Simulação da antena P-ESPAR	51
5.4	Determinação do Alcance e variação Angular da posição do UAV	59
5.5	Conclusões	64
Capítulo 6	67
6	Projeto da antena P-ESPAR	67
6.1	Introdução.....	67
6.2	Configuração da antena P-ESPAR	67
Capítulo 7	71
7	Análise de resultados e conclusões	71
7.1	Introdução.....	71
7.3	Considerações Finais	71
7.4	Contribuições Originais	75
7.5	Perspetivas de Trabalho Futuro	75
Referências Bibliográficas	77
Anexo A	81
Anexo B	83

Índice de Tabelas

Tabela 3.1 - Dimensões do agregado de três dipolos	14
Tabela 5.1 -Características gerais dos substratos analisados.....	34
Tabela 5.2 - Características gerais do substrato RT Duroid 5870	35
Tabela 5.3 - Dimensionamento teórico da antena planar	37
Tabela 5.4 - Dimensões após a otimização da antena planar single patch através do programa CST MWS	42
Tabela 5.5 -Características intrínsecas do díodo varicap BB833	45
Tabela 5.6 - Dimensões otimizadas da antena P-ESPAR	51
Tabela 5.7 - Características da antena P-ESPAR para cada configuração de radiação	52
Tabela 5.8 - Alcance de comunicação UAV de raio direto com variação de Θ	61
Tabela 5.9 - Valores de inclinação angular (ϕ) do UAV para as várias configurações de radiação da antena P-ESPAR e varias altitudes de operação do UAV	62
Tabela 5.10 – Potências de recepção (P_r e $P_{r(HPBW)}$) para cada configuração de radiação da antena P-ESPAR.....	63
Tabela 5.11 – Inclinação angular do UAV (ϕ_{HPBW}) na situação de emissão (HPBW) da antena P-ESPAR.....	64

Índice de Figuras

Figura 1.1 - UAV Asa Voadora [5].....	2
Figura 1.2 - UAV Antex-X02 [5].....	2
Figura 1.3 - Antex-X03 [5]	2
Figura 2.1 - Monopolo $\frac{1}{4} \lambda$ implementado no UAV	8
Figura 2.2 - a) Modelo de UAV utilizando um agregado de antenas lineares embebida na estrutura das asas [20] b) Visão geral da antena embebida na asa do UAV [20]	9
Figura 2.3 - Modelo geral da antena planar	9
Figura 2.4 - Protótipo da antena planar de geometria retangular [21].....	9
Figura 2.5 - Modelo genérico de uma antena ESPAR de 7 elementos sobre um plano condutor	11
Figura 3.1 - Dipolo Refletor (esquerda), dipolo ativo (centro) e dipolo diretor (direita) [27].....	14
Figura 3.2 - Esquema do agregado de três dipolos	14
Figura 4.1 - Geometria Retangular da antena patch.....	20
Figura 4.2 - Antena planar com geometria retangular com representação dos campos de bordo excitada por um da linha de microstrip.....	22
Figura 4.3 – Vista lateral dos campos eletromagnéticos propagados no dielétrico[17].....	22
Figura 4.4 - Comprimento físico e efetivo do patch retangular da antena planar	22
Figura 4.5 - Circuito equivalente da linha de transmissão[17]	23
Figura 4.6 – Antena planar de geometria retangular adaptada com a técnica de inset feed[17]	26
Figura 4.7 -Circuito equivalente da linha de transmissão	27
Figura 4.8 - a) Excitação através de linha microstrip b)Esquema elétrico equivalente de uma antena alimentada por linha microstrip[17]	28
Figura 4.9 - a) Antena planar alimentado por cabo coaxial b) Esquema elétrico equivalente de uma antena alimentada por cabo coaxial[17].....	29
Figura 4.10 - Antena microstrip alimentado por acoplamento de proximidade b) Esquema elétrico equivalente de uma antena alimentada por acoplamento de proximidade[17].....	29
Figura 4.11 - Antena planar alimentado por abertura de acoplamento b) Esquema elétrico equivalente de uma antena alimentada por abertura de acoplamento[17]	30
Figura 5.1 - Variação $ S_{11} $ para diferentes de $\epsilon_r = 1.5$, $\epsilon_r = 2$, $\epsilon_r = 2.5$ e $\epsilon_r = 3$	34
Figura 5.2 - Representação da antena no CST MWS com ($W=87.4$, $L=74$, $W_0=2.3$, $y_0=26.1$, $x_0=4$, $L_f=60$) todas as dimensões em mm	37
Figura 5.3 - Dimensões da Waveguide Port	38
Figura 5.4 - Representação de gráfica $ S_{11} _{dB}$ da antena planar com o dimensionamento teórico em função da frequência	39
Figura 5.5 - Representação gráfica da variação de $ S_{11} _{dB}$ para diferentes valores de W em função da frequência.....	40
Figura 5.6 - Representação gráfica da variação de $ S_{11} _{dB}$ em função da frequência para diferentes valores de L em função da frequência	40
Figura 5.7 - Representação gráfica da variação de $ S_{11} _{dB}$ para diferentes valores de W_0 em função da frequência	41
Figura 5.8 - Representação gráfica da variação de $ S_{11} _{dB}$ para diferentes valores de y_0 em função da frequência.....	41
Figura 5.9 - Representação gráfica de $ S_{11} _{dB}$ em função da frequência para as dimensões da antena planar <i>single patch</i> otimizada.....	42
Figura 5.10 - Representação polar do diagrama de radiação da antena single patch otimizada no plano E e H.....	43
Figura 5.11 - Representação 3D do diagrama de radiação da antena single patch otimizada	43
Figura 5.12 – a) Símbolo eletrônico do diodo varicap b) Circuito equivalente do diodo varicap[26]....	44
Figura 5.13 – Variação da capacidade de transição da junção (C_T) em função tensão polarização inversa no diodo (V)[33]	45
Figura 5.14 - Circuito equivalente da antena planar com os diodos varicap	46

Figura 5.15 - Antena planar com os díodos posicionados na lateral	47
Figura 5.16 - Representação gráfica da variação de $ S_{11} _{dB}$ para diferentes valores de θ	48
Figura 5.17 - Processo de estudo e desenvolvimento da antena P-ESPAR	49
Figura 5.18 – Planta da estrutura e dimensões da antena P-ESPAR	50
Figura 5.19 – Alçado da antena P-ESPAR	50
Figura 5.20 - Representação gráfica da variação de $ S_{11} _{dB}$ para -25° , 0° e 25° em função da frequência	52
Figura 5.21 - Representação gráfica do diagrama de radiação no plano E para -25° , 0° e 25°	53
Figura 5.22 - Representação gráfica da variação de $ S_{11} _{dB}$ para 0° em função da frequência.....	53
Figura 5.23 - Representação gráfica da variação de $ S_{11} _{dB}$ em função da frequência para	54
Figura 5.24 - Representação gráfica da variação de $ S_{11} _{dB}$ em função da frequência para	55
Figura 5.25 - Representação gráfica da variação de $ S_{11} _{dB}$ em função da frequência para as várias configurações de radiação	56
Figura 5.26 - Representação gráfica da variação de $ S_{11} _{dB}$ em função da frequência para	56
Figura 5.27 -- Representação gráfica do diagrama de radiação no plano E para 0°	57
Figura 5.28 - Representação gráfica do diagrama de radiação no plano E para a) 5° e b) -5°	57
Figura 5.29 - Representação gráfica do diagrama de radiação no plano E para a) 10° e b) -10°	58
Figura 5.30 – Representação gráfica do diagrama de radiação no plano E para a) 15° e b) -15°	58
Figura 5.31 – Representação gráfica do diagrama de radiação no plano E para a) 10° e b) -10°	58
Figura 5.32 - Representação gráfica do diagrama de radiação no plano E para a) 25° e b) -25°	59
Figura 5.33 - Comunicação do UAV com a estação terrestre em linha de vista	60
Figura 5.34 – Esquema simples que representa a distância de raio horizonte	64
Figura 6.1 – Representação do Layout frontal da antena P-ESPAR.....	67
Figura 6.2 - Representação do Layout lateral da antena P-ESPAR com os respetivos detalhes A e B	68
Figura 6.3 - Representação do Layout traseiro da antena P-ESPAR.....	68
Figura 6.4 – Fotografia realizada pelo programa Solidworks numa escala real representando a asa do UAV com a antena P-ESPAR colocada.....	69
Figura 7.1 - Planta da estrutura da antena P-ESPAR com controlo do acoplamento mútuo	76

Lista de Acrónimos e Siglas

AFCS	Autonomous flight control system
CPS	Coplanar Stripline
CPW	Coplanar waveguide
CST MWS	CST Microwave Studio
DDD	Dull, Dirty e Dangerous
DFCS	Digital Flight Control System
EP	Exército Português
ESPAR	Electronically Steerable Passive Array Radiator
ET	Estação Terrestre
FA	Forças Armadas
FAP	Força Aérea Portuguesa
HPBW	Largura de Feixe a Meia Potência
P-ESPAR	Planar Electronically Steerable Passive Array Radiator
PIVANT	Projeto de Investigação e Tecnologia em Veículos Aéreos Não-Tripulados
RMA	Revolução nos Assuntos Militares
ROVIM	Robot de vigilância de instalações militares
SAR	Radar de abertura sintética
SNR	Relação sinal-ruído
SPAR	Swiched parasitic array radiator
SWR	standing wave ratio
TO	Teatro de Operações
UAV	Unmanned Air Vehicle
UGVs	Unmanned Ground Vehicles
USVs	Unmannded Surface Vehicles
VANT	Veiculo Aéreo Não Tripulado
ZEE	Zona Económica Exclusiva

Lista de Símbolos

Símbolo	Designação	Unidades
λ	Comprimento de onda	m
λ_0	Comprimento de onda em espaço livre	m
ε_r	Constante dielétrica	-
ΔL	Acréscimo elétrico nas extremidades do <i>patch</i>	m
ε_{reff}	Constante dielétrica efetiva	-
$ S_{11} $	Coeficiente de onda estacionária	dB
ε_0	Permissividade no vácuo	F/m
∂	Relação da posição do diodo <i>varicap</i>	-
B	Susceptância	S
c_0	Velocidade da luz no vácuo	ms ⁻¹
C_c	Capacidade máxima de um canal	bits/s
C_p	Capacidade do diodo	F
C_P	Capacidade do <i>patch</i>	F
C_T	Capacidade junção	F
C_{TEF}	Capacidade efetiva	F
D	Diretividade da antena	dB
d_a	Distancia entre as antenas	m
d_{rd}	Distância de raio horizonte	m
E	Campo elétrico	Vm ⁻¹
F	Fator espacial do agregado	-
f_0	Frequência de ressonância do circuito	Hz
f_r	Frequência de ressonância	Hz
f_{rc}	Frequência de ressonância com efeito de bordo	Hz
G	Condutância	S
G_e	Ganho da antena de emissão	dB
G_r	Ganho da antena de receção	dB
h	Espessura do substrato dielétrico	m
H	Campo magnético	T
h_{ant}	Altura da antena	m
h_e	Comprimento efetivo do monopolo	m
hg	Espessura do Plano terra ou do <i>patch</i>	m
h_{UAV}	Altura do UAV	m
I	Corrente elétrica	A
J_0	1ª função de Bessel de 1º espécie e ordem zero	-
k	Constante de propagação	m ⁻¹
L	Comprimento do <i>patch</i>	m
L_{ant}	Comprimento da antena P-ESPAR	m

LB	Largura de banda	Hz
L_{eff}	Comprimento efetivo do <i>patch</i>	m
L_{fs}	Termo de propagação em espaço livre	dB
L_p	Indutância do díodo	H
L_P	Indutância do <i>patch</i>	H
O	Posição do díodo <i>varicap</i>	m
P_e	Potência da antena de emissão	W
P_r	Potência da antena de recepção	W
P_{rad}	Potência de radiação	W
q	Fator de efeito de bordo	-
Q_c	Fator de qualidade relativo às perdas de condução	-
Q_{rad}	Fator de qualidade relativo às perdas de radiação	-
Q_{sw}	Fator de qualidade relativo às ondas de superfície	-
Q_t	Fator de qualidade total	-
R	Resistência	Ω
r_a	Raio dos dipolos	M
R_{in}	Resistência de ressonância de entrada	Ω
R_s	Resistência intrínseca do díodo <i>varicap</i>	Ω
R_T	Raio da Terra	km
SNR	Relação sinal-ruído	dB
t	Altura do elemento radiante	m
$\tan \delta$	Tangente do ângulo de perdas	rad
U	Intensidade de radiação da antena	W/sr
V	Tensão	V
W	Largura do <i>patch</i>	m
Y	Admitância equivalente	Ω^{-1}
y_0	Ponto de <i>inset feed</i>	m
Z	Impedância	Ω
Z_c	Impedância característica	Ω
Z_{in}	Impedância de ressonância de entrada	Ω
β	Constante de fase de propagação	m^{-1}
μ_0	Permeabilidade magnética do vácuo	NA^{-2}
ϕ	Ângulo de inclinação do UAV	°
ω	Velocidade angular	rad/s
η_{rad}	Eficiência de radiação	-

Capítulo 1

1. Introdução

1.1 Definição do Problema

A tecnologia provoca mudanças na forma de conduzir as ações no teatro de operações (TO) [1], assistindo-se àquilo que se designa por Revolução nos Assuntos Militares (RMA) ou Transformação de Defesa. A RMA consiste no processo de mudança nas Forças Armadas (FA), tanto a nível tático como estratégico, tendo por base a evolução tecnológica [2].

Nos atuais Teatros de Operações (TOs), as informações recolhidas desempenham um papel fundamental na condução das ações militares, tendo superioridade a força que, de forma, mais eficaz e rápida adquire essa informação, impedindo o adversário de reagir em tempo oportuno. Contudo, o ser humano nem sempre consegue obter informações de forma rápida e eficaz, por se encontrar em situações de elevado *stress*, cansaço ou em ambientes hostis. Para obviar a estes constrangimentos, é possível usar as novas tecnologias para recolher e transmitir informação, de modo a minimizar as baixas humanas e aumentar o sucesso das missões [3].

Um dos instrumentos tecnológicos que tem aumentado a eficácia das operações militares é o Veículo Aéreo Não Tripulado (VANT), também conhecido por *Unmanned Air Vehicle* (UAV). Nos conflitos recentes: incluindo Balcãs, Afeganistão, Iraque e Síria, nota-se que, de entre as tecnologias utilizadas no campo de batalha a que mais revolucionou os TOs foram os UAVs [1]. A capacidade destas plataformas de fornecerem informações sobre o TO de forma fiável para reconhecimento, vigilância e identificação de alvos, fez com que os projetos de pesquisa sobre UAVs em andamento nos centros de investigação militares fossem acelerados [1].

O reconhecimento do TO não é feito apenas a nível aéreo (UAVs) mas também feito por aquilo que é designado por *Unmanned Ground Vehicles* (UGVs) para o caso de reconhecimentos terrestres e *Unmanned Surface Vehicles* (USVs) para reconhecimentos marítimos. Conforme os UAVs, estes veículos permitem a recolha de informação em tempo real e reduzir o risco de perdas humanas (*dull missions*), uma vez que, não são tripulados e operam em ambientes contaminados (*dirty missions*) e condições hostis de elevado perigo (*dangerous missions*). Estas missões são conhecidas como DDD ou D3 – *Dull*, *Dirty* e *Dangerous* [4].

O Ministério da Defesa Nacional perspetivando a melhoria em Investigação e desenvolvimento em áreas aplicáveis ao comando, operação e supervisão das forças Armadas, tem vindo a lançar alguns desafios para incentivar o desenvolvimento de projetos com aplicabilidade aos sistemas nacionais, visando a evolução das capacidades das indústrias nacionais de defesa. [5] O Exército Português (EP) adquiriu recentemente alguns robôs para vigilância terrestre integrados no projeto ROVIM (robot de vigilância de instalações militares) o *Surveyor SRV-1 Blackfin* e o *Jaguar 4x4*.

A Força Aérea Portuguesa (FAP) está a desenvolver um projeto, no âmbito dos Veículos aéreos autónomos não-tripulados, denominado “Projeto de Investigação e Tecnologia em Veículos Aéreos Não-Tripulados” (PIVANT) [5] com o objetivo, à semelhança do que acontece com outras Forças

Armadas da NATO, de dotar a FAP das capacidades indispensáveis e exploração destes veículos, de importância operacional cada vez mais significativa.

De acordo com o *Unmanned Aircrat Systems Roadmap 2007-2032* do Departamento de Defesa dos Estados Unidos da América, as tendências tecnológicas para os UAVs são: a necessidade de miniaturização dos componentes e de veículos; necessidade do desenvolvimento de sistemas e equipas de veículos multi-funcionais, ou seja, com capacidades heterogéneas; desenvolvimento de mecanismos de inter-operabilidade, que estejam em conformidade com os *standards* de inter-operabilidade definidos pela NATO (STANAG 4671,2009) [5] [6].

Portugal, tendo em conta devido à sua participação em missões de apoio à paz, no âmbito da ONU e da NATO e, muito especialmente, em operações aéreas inerentes à vasta Zona Económica Exclusiva (ZEE) tem necessidades acrescidas de operação em missões do tipo ISR (*Intelligence, Surveillance and Reconnaissance*) [5]. No âmbito do projeto PIVANT, a FAP para a execução destas missões conta com três tipos de plataformas UAVs: Asa Voadora, Antex-X02 e Antex-X03, como representado nas figuras (1.1, 1.2 e 1.3), respetivamente [5]:



Figura 1.1 - UAV Asa Voadora [5]



Figura 1.2 - UAV Antex-X02 [5]



Figura 1.3 - Antex-X03 [5]

Estes UAVs operam em vários ambientes, nem sempre com as melhores condições climáticas, o que torna necessário aplicar tecnologias tendo em conta: a sua otimização estrutural e aerodinâmica; o seu comando e controlo, tendo em vista o seguimento de alvos fixos e móveis, a respetiva navegação considerando sistemas inercias de baixo custo e/ou sistemas de navegação por satélite (GPS e o Galileo), bem como o sistema de fusão de dados e, por fim, o seu *payload*, incluindo por exemplo, sistemas de visão multimodal e recuperação do sinal GPS [5].

A comunicação da plataforma UAV com a estação terrestre é realizada em duas bandas: 2.4 GHz e 1.33 GHz. Na banda de 2.4 GHz são realizadas as comunicações entre a estação terrestre e o UAV para transmitir: trajetórias de voo que são armazenadas no sistema de controlo de voo da aeronave, comandos de controlo para o *payload* e informações da posição atual da estação terrestre. Por sua vez na banda de 1.33 GHz são realizadas as comunicações para transmissão de informação do UAV para a estação terrestre, ou seja, transmitir dados da posição atual do UAV, imagens/vídeo ou dados do *payload*.

Para realizar a comunicação, o UAV possui uma antena omnidirecional do tipo monopolo $\frac{1}{4} \lambda$ (comprimento de onda) e uma antena do tipo *patch* diretiva usando modulação digital PSK com largura de banda de 8.7 MHz. Na receção a comunicação é assegurada por duas antenas omnidirecionais por diversidade de espaço com ganho de receção 3 dB cada uma, podendo ser adicionada uma antena do tipo *patch* diretiva com 8 dB de ganho de receção, ambas com uma sensibilidade de -99 dBm. Neste momento os alcances de comunicação atingidos pelo UAV da FAP estão na ordem de 20 Km em terra e 5 Km em mar.

1.2 Motivação e Objetivos

A utilização de UAVs no TO é uma ferramenta cada vez mais importante na condução das operações militares e missões ISR, pois permite obter informação oportuna em qualquer ambiente sem o uso do soldado convencional.

O EP e FAP estão a desenvolver plataformas para a execução deste tipo de missões, com a aquisição de robôs de vigilância, no âmbito o projeto ROVIM e a Força Aérea com o desenvolvimento de UAVs, no âmbito do projeto PIVANT.

Neste contexto, surge no âmbito da presente dissertação de mestrado o propósito de efetuar a análise teórica, dimensionamento, simulação e projeto de uma antena planar direcional na banda 1.33 GHz, do tipo *Electronically Steerable Parasitic Array Radiator* (ESPAR), que será colocada numa das asas do UAV, para assegurar a ligação de dados, nomeadamente vídeo, bem como aumentar o alcance de comunicação em terra e em mar alcançado pela FAP. A antena P-ESPAR deve permitir a variação do diagrama de radiação do lobo principal. Esta tem que cumprir os requisitos de operação de frequência, largura de banda pretendida, largura de feixe, ganho e coeficiente de onda estacionária ou SWR (*Standing Wave Ratio*) assegurando a comunicação contínua do UAV com a estação terrestre. Além destas características operacionais, a antena deve ter dimensões reduzidas e ser robusta.

A simulação dos parâmetros de radiação da antena será efetuada usando um programa de simulação apropriado: o programa CST Microwave Studio (CST MWS). A medição e teste das características desta antena será realizada com o uso de recursos disponibilizados pela FAP.

A antena a construir para comunicação de vídeo com o UAV e a estação terrestre deverá possuir as seguintes características:

- Funcionamento na banda dos 1.33 GHz;
- Permitir a regulação da direção do lobo principal de radiação;
- Na direção oposta ao deslocamento do UAV (180°), emitir um valor nulo ou próximo de zero de radiação (relação frente-trás, RTF, de valor elevado);

- Possuir ganho e diretividade superior a 3 dB;
- Reprodução do diagrama de radiação da antena em azimute.
- Permitir alcances superiores aos anteriormente verificados com as antenas tradicionais nos UAVs da FAP.

Importa referir como motivação para este trabalho, que o facto de Portugal estar comprometido com a NATO, torna o projeto PIVANT uma oportunidade para o desenvolvimento de competências, bem como, acumular experiência e conhecimento neste tipo de antenas, na utilização de programas de simulação, no dimensionamento e construção da antena.

1.3 Estrutura da dissertação de mestrado

Esta dissertação de mestrado encontra-se dividida em seis capítulos. Cada um dos capítulos está organizado em subcapítulos, onde se encontram aprofundados e especificados os temas abordados.

Assim sendo a dissertação de mestrado está estruturada da seguinte forma:

Capítulo 1 - Este capítulo consiste na definição do problema e o seu enquadramento, sendo apresentada a motivação e os objetivos que se pretendem alcançar.

Capítulo 2 – Neste capítulo será abordado o estado da arte caracterizando a evolução dos UAVs e a comunicação e meios de comunicação utilizados por estas plataformas até à atualidade.

Capítulo 3 – Neste capítulo serão abordados os fundamentos teóricos relativos às antenas ESPAR, usando como modelo um agregado de 3 dipolos.

Capítulo 4 – Este capítulo serão referidos os aspetos gerais das antenas planares, os métodos de análise para *patches* de geometrias retangulares, principalmente os métodos analíticos. Após a fase de apresentação do modelo teórico serão referidos os métodos de excitação, assim como as vantagens e desvantagens da utilização de cada um deles.

Capítulo 5 – Neste capítulo será tratado o estudo, simulação e desenvolvimento da antena P-ESPAR. Numa primeira fase consideraremos uma antena *patch* com apenas um elemento. Por fim o estudo e evolução de uma única antena planar (*single patch*) para o agregado de 3 elementos que constituirá a antena P-ESPAR.

Capítulo 6 – Neste capítulo será apresentado o projeto da antena P-ESPAR constituído pelas perspetivas frontal, lateral e traseira da antena com as respetivas dimensões. O projeto foi realizado através do programa de desenho CAD 3D SolidWorks. Os pontos que definiam a antena no programa CST MWS foram importados para o programa Solidworks facilitando o desenho da antena. As dimensões apresentadas estão numa escala milimétrica.

Capítulo 7 – Neste capítulo apresenta-se a análise de resultados obtidos no desenvolvimento da dissertação e respetivas conclusões. São também apresentadas as contribuições originais, e sugeridas perspetivas de trabalhos futuros.

Capítulo 2

2 Estado da Arte

2.1 Introdução

Neste capítulo será apresentado o estado da arte relativo à comunicação UAV com o objetivo de conhecer as evoluções tecnológicas a nível de comunicação nestas aeronaves não pilotadas. O capítulo iniciar-se-á com uma breve evolução histórica dos UAVs. Na secção (2.2) será mencionada a comunicação e meios de comunicação necessários para realizar a ligação.

Por fim, na secção (2.3) é apresentada os tipos de antenas utilizadas para realizar a comunicação do UAV com a ET.

2.2 Evolução histórica dos UAVs

Os UAVs, como são conhecidos hoje, foram desenvolvidos como armamento militar (antecedentes dos mísseis cruzeiro) pela Marinha dos EUA em 1917 [7]. Pouco tempo depois, em 1918, num projeto conjunto do Exército Americano e Britânico é desenvolvido um torpedo aéreo feito de madeira e pesando 270 kg, incluindo 136 kg de carga explosiva, constituindo um bombardeiro biplano não pilotado [8]. O método de orientar estas armas não pilotadas era primitivo, mas engenhoso. Uma vez determinada a velocidade do vento, direção e distância do alvo, o número de rotações do motor era calculado para levar o míssil ao seu alvo. O míssil no ar era controlado por um pequeno giroscópio e, a sua altitude por um barómetro aneroide. Quando o motor tinha completado o número previsto de rotações, as asas e a fuselagem de transporte caíam sobre o alvo [7] [8].

Durante a segunda guerra mundial, foi abandonado o conceito de “*míssil cruzeiro*” e adotado um novo termo “*aeronave-alvo*” tendo tido forte desenvolvimento na Grã-Bretanha, começando com a instalação nas aeronaves de um controlador rádio, embora ainda com capacidade muito limitada. Esta tecnologia veio a ser a principal forma de controlo e comunicação dos UAVs nos anos futuros [8].

Na época compreendida entre a década de 50 a 60, a chegada do avião militar jato e a evolução tecnológica sentida nos sistemas rádio permitiu que as aeronaves alvo operassem em altitudes mais elevadas, com maior alcance e suportassem cargas superiores. Durante este período as aeronaves foram adaptadas para transportar câmaras de vídeo para fins de reconhecimento sobre o território inimigo. A informação apenas era recolhida quando a aeronave regressava à base. Na década de 1970 várias aeronaves não tripuladas foram projetadas para missões de reconhecimento e vigilância [8].

Durante o período da Guerra Fria os EUA e a ex. União Soviética disputavam a hegemonia política, económica e militar no mundo. Embora não tivesse acontecido um conflito armado direto entre estas duas potências vivia-se uma época de “Paz Armada”. As duas potências envolveram-se numa corrida ao armamento impulsionada pelo avanço tecnológico. Enquanto houvesse equilíbrio bélico entre as duas, a paz era garantida [8]. Consequentemente, as missões de reconhecimento e vigilância foram consideradas de extrema importância e, vários UAVs foram projetados e desenvolvidos neste

âmbito. Esses sistemas tornaram-se mais sofisticados, em termos de requisitos operacionais e de segurança das comunicações, como por exemplo: o desenvolvimento dum programa para controlar o piloto automático com giroscópios verticais e direcionais e um sensor barométrico de velocidade e altitude, melhor aerodinâmica, ligações de transmissão de dados, implementação de para-quedas em caso de emergência, melhoria nos sistemas e técnicas de comando e controlo, câmaras infravermelhas para vigilância durante a noite e navegação baseada no sistema GPS [8].

Na década de 90 a disponibilidade do Sistema Global de Posicionamento (GPS) e das comunicações via satélite, provocaram uma melhoria na navegação. Estes sistemas de navegação, agora com sistemas de controlo de voo digitais ou *Digital Flight Control System (DFCS)* permitiram operar o UAV em altitudes e alcances superiores. No entanto, a concentração de óxido de etileno na atmosfera não permitia ver através das nuvens. Em resposta a esta limitação é desenvolvido o sistema de radar de abertura sintética (SAR) diminuindo o risco do UAV ser detetado pelo inimigo, uma vez que, voava a maiores altitudes [7] [8].

Com os conflitos recentes no Afeganistão, Iraque, Líbano e atualmente na Síria a utilização de UAVs nas operações militares aumentou consideravelmente, exigindo maiores capacidades de operação, tais como: estender o alcance do *payload*, melhor aerodinâmica de voo, diminuição do consumo de energia e peso da aeronave, capacidade de comunicação com outros sistemas de aviação das Forças Armadas, aumento da capacidade da largura de banda da ligação de dados, estação terrestre compatível com sistemas futuros de *payload* [9]. Desta forma, estes requisitos impulsionam o investimento no desenvolvimento contínuo de tecnologias.

Embora a investigação dos UAVs tenha tido início para fins militares, no âmbito civil tem sido feitos investimentos por empresas e entidades governamentais principalmente no ramo da vigilância. Os UAVs começam a ter grande aplicabilidade na monitorização de gasodutos, oleodutos e linhas de transmissão de energia; vigilância de áreas urbanas e de floresta; manutenção agrícola e aerofotografia entre outros [8].

2.3 Comunicação, Meios de Comunicação e Frequências

A comunicação entre a estação terrestre e o UAV é baseada em duas ligações de transmissão, uma no sentido ascendente e outra no sentido descendente, designadas por: “*up-link*” e por “*down-link*”. A ligação “*up-link*” consiste na transmissão de comando e controlo dos operadores para o UAV, que incluem trajetórias de voo (armazenadas no controlador de piloto automático ou *Autonomous flight control system* (AFCS) do UAV), *payload* e informações da posição atual da estação terrestre quando necessário. Na ligação descendente correspondente ao “*down-link*” é assegurada a transmissão de dados recolhidos como imagens/vídeos, posição actual do UAV e outras informações do funcionamento da aeronave (combustível, ect.) para a estação terrestre, geralmente por uma antena diretiva.

Neste sentido, a manutenção das comunicações é de suma importância nas operações executadas pelos UAVs. Sem a capacidade de comunicação o UAV torna-se apenas um sistema isolado e perde a sua versatilidade e a ampla capacidade que estas plataformas podem fornecer.

A comunicação entre a estação terrestre e a aeronave e vice-versa, pode ser conseguida através de ondas rádio e frequências óticas. O método de comunicação usando frequências óticas atualmente ainda representa limitações principalmente devido à absorção atmosférica, reduzindo significativamente o alcance e a fiabilidade [10]. Portanto, atualmente o único meio conhecido para realizar a comunicação fiável entre o UAV e a estação terrestre diretamente, ou através de satélites ou outros meios de retransmissão, é por via rádio [8].

As frequências utilizadas como portadoras de rádio encontram-se no intervalo de 3 KHz a 300 GHz [8]. No entanto, a faixa de [1-3] GHz na banda de UHF é na maioria dos casos a banda usada na comunicação entre estes sistemas [11], pois apenas as frequências mais altas são capazes de transmitir com elevadas taxas de dados, como se pode verificar recorrendo ao teorema de *Shannon* [10]. Em que a capacidade máxima C de um canal em [bits/s] é dada pela seguinte equação:

$$C = LB \log_2(1 + SNR) \quad (2.1)$$

Em que LB é a largura de banda em Hz e SNR a relação sinal-ruído em dB. Através da equação anterior verifica-se que a capacidade do canal é diretamente proporcional à largura de banda, que por sua vez depende da frequência, então para frequências mais altas a capacidade de transmissão será superior, componente indispensável para a recolha de informação do UAV para estação terrestre. Além disso, o uso destas frequências exige linha de vista entre as antenas recetora e emissora [10] [12].

2.4 Tipos de Antenas utilizadas pelos UAVs

As antenas são uma estrutura que fazem a transição da propagação guiada que ocorre numa linha de transmissão ou guia de ondas, para ondas que se propagam geralmente em espaço livre através do ar. A forma e as dimensões da antena determinam a direção e a quantidade de energia radiada. Em modo de receção as configurações da antena condicionam também o modo como as ondas eletromagnéticas são captadas pelas antenas [13] [14].

Atualmente as antenas apresentam configurações e tamanhos geométricos muito variados, dependendo da banda de frequências em que são usadas e das características de direccionalidade e polarização pretendidas. A polarização da antena define-se como a polarização das ondas radiadas pela antena em modo de emissão [13] [14].

Na última década o grande desenvolvimento das comunicações sem fio, nomeadamente na faixa de 2.45 GHz na banda superior de UHF conduziu ao desenvolvimento de vários tipos de antenas [13]. Nos dias de hoje, os sistemas de comunicação sem fios são utilizados dois tipos principais de antenas, as omnidirecionais e as direcionais ou diretivas.

2.4.1 Antenas Omnidirecionais

As antenas omnidirecionais proporcionam um diagrama de radiação na forma de um *donut* em 360° [15]. Este tipo de antenas na utilização em UAVs, de um modo geral são apenas constituídas por um monopolo vertical de $\frac{1}{4} \lambda$. Esta antena é polarizada verticalmente e requer uma antena de receção

com polarização semelhante. O diagrama de radiação da antena monopolo é omnidirecional, onde a potência recebida é reduzida rapidamente com a distância [8]. Na figura (2.1) pode observa-se este tipo de antena que normalmente é colocada na parte inferior dianteira do UAV.



Figura 2.1 - Monopolo $\frac{1}{4} \lambda$ implementado no UAV

Apesar de antena monopolo ter um baixo ganho é uma solução simples, eficaz e de baixo custo sendo portanto ainda bastante utilizada [16].

2.4.2 Antenas Direcionais ou Diretivas

As antenas direcionais, tal como o nome indica, emitem o sinal numa direção específica. Quando se pretende diretividade elevada não se pode, geralmente, utilizar apenas uma antena linear.

Consequentemente para se obter ganhos elevados e diagramas de radiação mais diretivos, recorre-se a agregados de antenas, que são associações de antenas que estão dispostas no espaço e alimentadas de forma a satisfazerem os diagramas de radiação pretendidos. Nestas condições, os campos individuais originados pelas antenas interferem entre si, criando máximos e nulos de radiação em direções específicas [13][17].

Atualmente os agregados de antenas mais utilizados nos UAVs são agregados lineares de dipolos e agregados de antenas planares ou "*paches*". Este tipo de antenas fornece uma relação sinal ruído (SNR) melhor, maior directividade, maior ganho e tem a capacidade de orientar a radiação da antena para uma determinada direção pretendida [12]. Por razões aerodinâmicas estas antenas devem ser implementadas ou embebidas no interior das asas dos UAVs, pois reduzem a resistência do ar gerada por arrasto durante o voo e o peso, melhorando a exploração de missões *ISR* [10].

2.4.2.1 Agregados de antenas

Nos agregados de antenas lineares, o posicionamento de qualquer antena/elemento pode ser obtido por translação de um elemento de referência que define a geometria do agregado, ou seja, a posição de qualquer elemento de referência obtém-se por uma translação segundo uma direção que define o "alinhamento" ou "orientação" do agregado [13] [18]. Geralmente para a utilização das comunicações UAVs estas antenas são agregados de 4 ou 8 elementos lineares [19], tal como representado na figura (2.2 a e b)

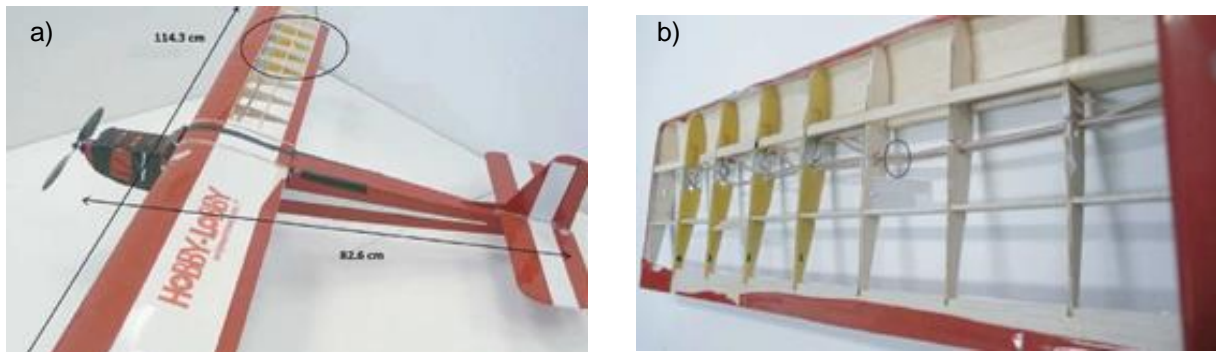


Figura 2.2 - a) Modelo de UAV utilizando um agregado de antenas lineares embebida na estrutura das asas [20]
b) Visão geral da antena embebida na asa do UAV [20]

2.4.2.2 Antenas planares

Na sua forma mais simples, uma antena planar consiste num elemento impresso (*patch*) metálico de espessura fina t colocado sobre um substrato dielétrico de espessura h com um plano-terra entre o elemento impresso e o substrato, conforme representado na figura (2.3). O elemento impresso pode ter diversas formas (retangular, quadrada, circular, ect.), bem como várias dimensões. A constante dielétrica (ϵ_r), a espessura h do substrato, as dimensões e a própria geometria do *patch* determinam as características de radiação da antena. A análise deste tipo de antenas será realizados mais detalhadamente no capítulo 4.

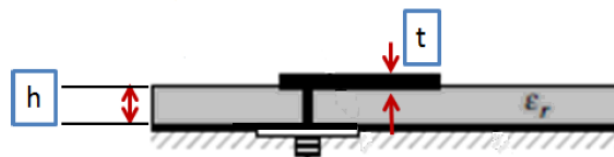


Figura 2.3 - Modelo geral da antena planar

Na figura (2.4) está representada um protótipo tradicional da uma antena planar de geometria retangular [20]:

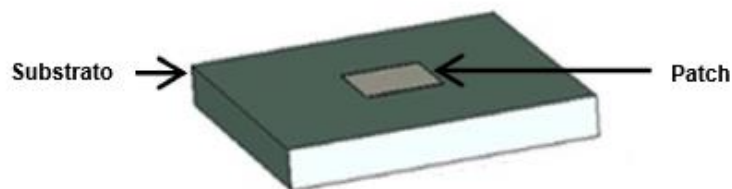


Figura 2.4 - Protótipo da antena planar de geometria retangular [21]

As antenas têm acompanhado a evolução no sentido de miniaturização e da integração com a aplicação pretendida. Na comunicação de UAVs estes fatores são de suma importância, daí a razão da grande aplicabilidade das antenas planares nos UAVs. Estas começaram a ter imensa aplicabilidade por apresentarem um conjunto de vantagens em relação às antenas convencionais, nomeadamente:

- Volume reduzido e estruturas mais leves;

- Facilidade de adaptar-se a diferentes superfícies para montagem, se o substrato for flexível;
- Fabrico simples e económico utilizando tecnologia de produção de circuitos impressos;
- Não perturbam a aerodinâmica dos UAVs;
- Possibilidade de projeto com frequência múltiplas, dado que as dimensões do elemento são facilmente modificáveis para obtenção de uma segunda frequência de operação;
- Facilidade de integração em circuitos;
- Adequadas para utilizar em agregados lineares e planares;

Embora as antenas planares apresentem vantagens, elas também possuem desvantagens quando comparadas com as antenas convencionais, tais como: largura de banda geralmente estreita, perdas no condutor e no dielétrico, possibilidade de excitação de ondas de superfície diminuindo a eficiência e potência limitada.

Dentro do conjunto de antenas planares, atualmente ao nível da comunicação de UAVs são as antenas designadas por *Switched Parasitic Array Radiator Antennas* (SPAR), de todas, as que têm adquirido mais importância e desenvolvimento.

2.4.2.3 Antenas *Switched Parasitic Array Radiator* (SPAR)

Durante a última década, antenas inteligentes têm sido estudadas devido às vantagens que oferecem na melhoria das comunicações sem fios [15]. Estas antenas são designadas por *Switched Parasitic Array Antennas* e têm a capacidade de controlar o diagrama de radiação e ajustar o lobo principal de radiação para uma determinada direção específica, bem como os nulos de radiação para os sinais interferentes. Este processo pode ser realizado através do controlo de reactâncias por meio de díodos *varicap* e é designado por *beamforming* [21].

Existe um número considerável de antenas aplicadas aos contextos de *Switched Parasitic Array Radiator* e às respetivas técnicas de *beamforming*. No entanto do ponto de vista de custo de implementação, a antena ESPAR (*Electronically Steerable Passive Array Radiator*) é a mais indicada, e mais amplamente adotada nos sistemas de comunicações sem fios.

A ESPAR utiliza um acoplamento mútuo para excitar os seus elementos parasitas. A cada elemento parasita da antena está associada uma reactância variável produzida por dois díodos *varicap*. A variação do valor das reactâncias traduz-se na variação do máximo de radiação da antena, podendo assim direccionar a sua radiação para o recetor e os nulos para os sinais indesejados, como já indicado. Deste modo, os nulos de radiação e o ganho do lobo principal complementam-se por forma a maximizar a relação sinal-ruído (SNR) do sistema [15] [22].

A reactância carregada eletronicamente em cada elemento parasita modifica o comportamento de cada elemento parasita, ou seja, se a reactância carregada tem um valor capacitivo o elemento terá um carácter diretor, por outro lado, se tem um valor positivo o elemento apresentará um carácter refletor [22]. A figura (2.5) pode observar-se, um modelo genérico de uma antena ESPAR de 7 elementos sobre um plano condutor.

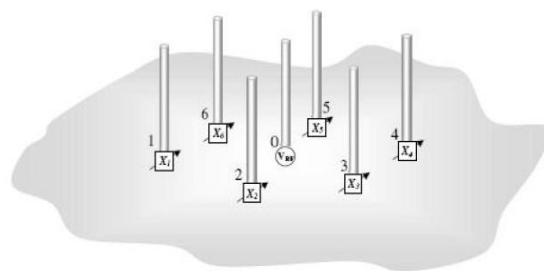


Figura 2.5 - Modelo genérico de uma antena ESPAR de 7 elementos sobre um plano condutor

As antenas ESPAR constituem assim uma boa opção nas comunicações. Dada a sua característica de *beamforming*, o seu lobo principal pode ser ajustado na direção da antena de receção melhorando significativamente a comunicação. O mesmo princípio pode ser implementado nos UAVs permitindo maiores alcances e diminuindo as interferências. Este capítulo termina com referência ao projeto que esta dissertação de mestrado se propõe, projectar e simular uma antena planar do tipo ESPAR.

Capítulo 3

3 Fundamentação teórica da antena ESPAR

3.1 Agregados de antenas

Em inúmeras situações, existe a necessidade de diretividade elevada e/ou formas de diagrama de radiações específicas que geralmente, não podem ser alcançados por um só antena linear [17]. Uma única antena linear apresenta sempre simetria azimutal para qualquer valor do seu comprimento elétrico, isto significa, é isotrópica no plano ortogonal à antena, o que implica um ganho reduzido [13].

Uma forma de conseguir aumentar os parâmetros referidos anteriormente é recorrer a associações de antenas dispostas no espaço e criteriosamente alimentadas formando um agregado [13]. Isto traduz-se num aumento da dimensão da antena sem aumentar o tamanho dos elementos individuais.

Tal como nome sugere, um agregado, é um conjunto de elementos radiantes no qual se pretende que as interações com os campos resultantes dos vários elementos radiantes seja construtiva na direção desejada e destrutiva nas restantes [17].

Um agregado de antenas pode ser constituído por dois ou mais elementos com a objetivo de melhorar certas características desejadas, como por exemplo a largura de banda, a diretividade e o ganho, que não podem ser melhoradas com apenas um elemento. Neste sentido vai ser apresentado neste capítulo um modelo teórico com uma configuração mais simples considerando um agregado de três dipolos.

O campo total radiado por um agregado na zona distante será a soma vetorial dos campos gerados por cada uma das antenas [13]:

$$\vec{E} = \vec{E}_1 + \vec{E}_2 + \dots + \vec{E}_n \quad (3.1)$$

As características de radiação dum agregado de antenas formado por elementos idênticos pode ser controlada atuando em cinco pontos [17]:

- A configuração geométrica do agregado (linear, retangular, circular, esférico, ect.);
- A disposição relativa entre os elementos;
- A amplitude de excitação de cada elemento;
- A fase de excitação de cada elemento;

Atualmente existem agregados com configurações, elementos e estruturas muito variadas. A sua complexidade aumenta com o número de elementos, sendo os agregados lineares os mais simples. Iremos usar um agregado com 3 dipolos, um ativo e os outros dois passivos para ilustrar o princípio de funcionamento das antenas ESPAR.

3.2 Agregados de três elementos

Na figura (3.1) está representado um agregado de três dipolos, um ativo e dois passivos, alinhados ao longo do eixo dos xx , e orientados paralelamente ao eixo dos zz . Nesta situação, foram implementados dois elementos, um de caráter refletor e outro de caráter diretor. O elemento ativo está posicionado entre o elemento refletor e o elemento diretor, e estes posicionados atrás e à frente do elemento ativo, respetivamente. Pretende-se que os elementos refletor e diretor direcione o diagrama de radiação no sentido positivo do eixo do xx .

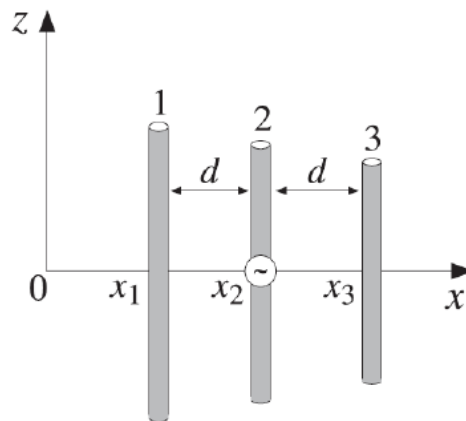


Figura 3.1 - Dipolo Refletor (esquerda), dipolo ativo (centro) e dipolo diretor (direita) [27]

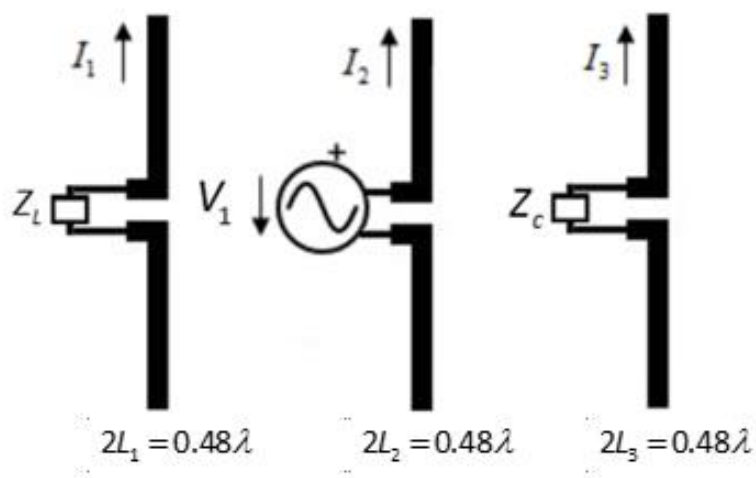


Figura 3.2 - Esquema do agregado de três dipolos

Para o agregado representado na figura (3.2), as dimensões dos três dipolos estão apresentadas seguidamente na Tabela (3.1) [23]:

Tabela 3.1 - Dimensões do agregado de três dipolos

Parâmetros	r_a	d	$2L_1$	$2L_2$	$2L_3$
$\lambda = c / f ;$ $f = 1.33GHz$	0.0003 λ	0.125λ	0.48λ	0.48λ	0.48λ
mm	6.77	28.195	108.271	108.271	108.271

A matriz de impedâncias do respetivo agregado com um elemento de caráter refletor e outro de caráter diretor é dada por [23]:

$$\bar{Z} = \begin{bmatrix} 73.07 + 41.37j & 60.47 - 0.97j & 36.25 - 25.53j \\ 60.47 - 0.97j & 64.93 + 11.75j & 53.72 - 2.71j \\ 36.25 - 25.53j & 53.72 - 2.72j & 57.65 - 17.01j \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

$$\begin{aligned} Z_{11} &= 73.07 + j41.37\Omega \\ Z_{22} &= 64.93 + j11.75\Omega \\ Z_{33} &= 57.65 - j17.01\Omega \end{aligned} \quad (3.3)$$

Nesta situação, z_{11} e z_{33} são as impedâncias próprias dos dipolos de caráter refletor e diretor, sendo z_{22} a impedância própria do elemento ativo, respetivamente. Neste caso, obtém-se uma matriz de três incógnitas dada por (3.4). Foi então utilizada a regra de Cramer, de forma a obter a solução do sistema de equações.

$$\begin{cases} V_1 = (73.07 + 41.37j)\bar{I}_1 - (60.47 - 0.97j)\bar{I}_2 - (36.25 - 25.53j)\bar{I}_3 = 0 \\ V_2 = (60.47 - 0.97j)\bar{I}_1 - (64.93 + 11.75j)\bar{I}_2 - (53.72 - 2.71j)\bar{I}_3 = 1 \\ V_3 = (36.25 - 25.53j)\bar{I}_1 - (53.72 - 2.72j)\bar{I}_2 - (57.65 - 17.01j)\bar{I}_3 = 0 \end{cases} \quad (3.4)$$

Como solução do sistema de equações, obtêm-se as seguintes correntes para cada um dos dipolos:

$$\bar{I} = \begin{bmatrix} \bar{I}_1 \\ \bar{I}_2 \\ \bar{I}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0.0290 + 0.0176j \\ 0.1062 - 0.0182j \\ -0.0801 - 0.0256j \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

$$\begin{aligned} \bar{I}_1 &= -0.0290 + 0.0176j = 0.0339229e^{j2.59612r} \\ \bar{I}_2 &= 0.1062 - 0.0182j = 0.107748e^{-j0.169726r} \\ \bar{I}_3 &= -0.0801 - 0.0256j = 0.0840914e^{-j2.83225r} \end{aligned} \quad (3.6)$$

Calculadas as correntes em cada dipolo, é então possível obter a relação das correntes \bar{I}_1 / \bar{I}_2 e \bar{I}_1 / \bar{I}_3 , necessária para obter o fator espacial da antena e o respetivo diagrama de radiação.

$$\bar{l}_1 = |\bar{l}_1| e^{j\varphi_1} \quad (3.7)$$

$$\bar{l}_2 = |\bar{l}_2| e^{j\varphi_2} \quad (3.8)$$

$$\bar{l}_3 = |\bar{l}_3| e^{j\varphi_3} \quad (3.9)$$

$$\begin{aligned} \delta_1 &= \varphi_1 - \varphi_2 = 2.59612 - (-0.169726) = 2.76585r \\ \delta_3 &= \varphi_3 - \varphi_2 = -2.83225 - (-0.169726) = 2.66252r \end{aligned} \quad (3.10)$$

Para os três dipolos alinhados segundo o eixo dos zz , e na zona de radiação, tem-se os seguintes campos elétricos:

$$\bar{E}_{\theta_i} = j \frac{Z_0}{2\lambda r_i} I_i h_{e_i} f_{D_i}(\theta) e^{-jk r_i} \quad i = 1, 2, 3 \dots \quad (3.11)$$

Tal como mencionado anteriormente, o campo elétrico total é obtido através do somatório da contribuição dos campos elétricos de todos os elementos do agregado:

$$\bar{E}_{\theta_r} = \sum_{i=1}^{\infty} \bar{E}_{\theta_i} \quad (3.12)$$

Tendo em conta a equação (3.12) é possível obter a expressão (3.13), tomando como referência o campo do dipolo ativo [17]. O campo elétrico total é apresentado em função do campo elétrico do elemento ativo, \bar{E}_{θ_2} , multiplicado pelo fator espacial do agregado, \bar{F} .

$$\bar{E}_{\theta_r} = \bar{E}_{\theta_1} + \bar{E}_{\theta_2} + \bar{E}_{\theta_3} = \bar{E}_{\theta_2} \left(\frac{\bar{E}_{\theta_1}}{\bar{E}_{\theta_2}} + 1 + \frac{\bar{E}_{\theta_3}}{\bar{E}_{\theta_2}} \right) = \bar{E}_{\theta_2} \underbrace{\left(\frac{\bar{l}_1}{\bar{l}_2} e^{jkd \cos \psi} + 1 + \frac{\bar{l}_3}{\bar{l}_2} e^{jkd \cos \psi} \right)}_{\text{Fator espacial do agregado, } \bar{F}} \quad (3.13)$$

A equação (3.13) pode ser ainda reescrita da seguinte forma:

$$\bar{E}_{\theta_r} = \bar{E}_2 \bar{F}(\theta, \varphi) \Leftrightarrow |\bar{E}_r| = |\bar{E}_2| |\bar{F}(\theta, \varphi)| \quad (3.18)$$

A partir dos dados e deduções apresentadas no anexo A é possível proceder ao cálculo do fator espacial do agregado, sendo este dado por:

$$|\bar{F}| = \sqrt{1 + \left| \frac{\bar{l}_1}{\bar{l}_2} \right|^2 + \left| \frac{\bar{l}_3}{\bar{l}_2} \right|^2 + 2 \left| \frac{\bar{l}_1}{\bar{l}_2} \right| \cos(\delta_1 - kd \cos \psi) + 2 \left| \frac{\bar{l}_3}{\bar{l}_2} \right| \cos(\delta_3 + kd \cos \psi) + 2 \left| \frac{\bar{l}_1}{\bar{l}_2} \right| \left| \frac{\bar{l}_3}{\bar{l}_2} \right| \cos((\delta_1 - \delta_3) - 2kd \cos \psi)} \quad (3.19)$$

Substituindo os valores das correntes de cada dipolo calculadas anteriormente em (3.5), e substituindo kd pela expressão (3.20) e ψ , sendo $\psi = \frac{\pi}{2} - \theta$, obtém-se a equação final do fator espacial do agregado, (3.21):

$$\begin{cases} k = \frac{2\pi}{\lambda} \\ d = 0.125\lambda \end{cases} \Rightarrow \{kd = 0.25\pi \quad (3.20)$$

$$|\bar{F}| = \sqrt{\begin{aligned} &1 + 0.09912 + 0.615346 + 2 * 0.314834 * \cos(2.76584 - 0.25\pi \cos\psi) + \\ &+ 2 * 0.615346 * \cos(-2.66253 + 0.25\pi \cos\psi) + \\ &+ 2 * 0.314834 * 0.615346 * \cos(2.76584 - (-2.66253) - 2 * 0.25\pi \cos\psi) \end{aligned}} \quad (3.21)$$

O campo total do agregado é dado pelo produto entre o campo da antena de referência e do fator espacial do agregado:

$$|\bar{E}_{\theta_r}| = |f_{D_2}(\theta)| |\bar{F}| \quad (3.22)$$

Sendo o campo da antena de referência dado pela seguinte equação (3.23):

$$|f_{D_2}(\theta)| = \left| \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos(\theta)\right)}{\sin(\theta)} \right| \quad (3.23)$$

O campo elétrico total do agregado, constituído por um dipolo ativo e dois dipolos passivos, é o apresentado na equação (3.24):

$$|E_{\theta_r}| = \left| \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos(\theta)\right)}{\sin(\theta)} \right| \sqrt{\begin{aligned} &1 + 0.09912 + 0.615346 + 2 * 0.314834 * \cos(2.7658 - 0.25\pi \cos\psi) + \\ &2 * 0.78444 * \cos(-2.66253 + 0.25\pi \cos\psi) + \\ &2 * 0.314834 * 0.78444 * \cos((2.76584 - (-2.66253)) - 2 * 0.25\pi \cos\psi) \end{aligned}} \quad (3.24)$$

Capítulo 4

4 Antenas Planares

4.1 Introdução

As antenas planares começaram a ser desenvolvidas na década de 1970 principalmente para aplicações especiais como radares, comunicação de satélites, sistemas de navegação, etc [24]. Atualmente, estas têm uma grande aplicabilidade nas comunicações, dada a sua facilidade de construção, fácil adaptação a vários tipos de superfícies planares ou não-planares e a possibilidade de padrões de radiação adequados[24].

A necessidade de desenvolver antenas com pouco peso e tamanho, para ser de fácil instalação na asa do UAV, e também por razões aerodinâmicas, torna este tipo de antenas apropriadas para realizar a comunicação do UAV com a ET.

Neste sentido, na primeira secção, (4.2) do capítulo 4 serão referidos os aspetos gerais das antenas planares, as estruturas utilizadas, as principais características e as vantagens e desvantagens da utilização destas antenas.

Na secção seguinte, (4.3), são apresentados os métodos analíticos necessários para o dimensionamento do *patch* da antena planar. Os métodos de análise considerados são para geometrias retangulares.

Na última secção, (4.4), serão abordados os métodos de excitação utilizados para excitar as antenas planares, bem como as vantagens e desvantagens do uso de cada método.

4.2 Estrutura e características básicas das antenas planares

As antenas *patch* convencionais, em geral são compostas por um *patch* metálico ou elemento radiante normalmente com uma espessura $t \ll \lambda_0$ (onde λ_0 é o comprimento de onda em espaço livre), colocado sobre um substrato de espessura h , geralmente com $0.003\lambda_0 \leq h \leq 0.05\lambda_0$, por sua vez, o substrato é colocado sobre um plano metálico, como representado na figura (4.1). O elemento radiante e o plano-massa são constituídos por uma camada muito fina de cobre e o substrato dielétrico que faz a separação das placas metálicas, geralmente, possui uma constante dielétrica (ϵ_r) compreendida entre $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$, o valor da (ϵ_r) depende do tipo de substrato[17].

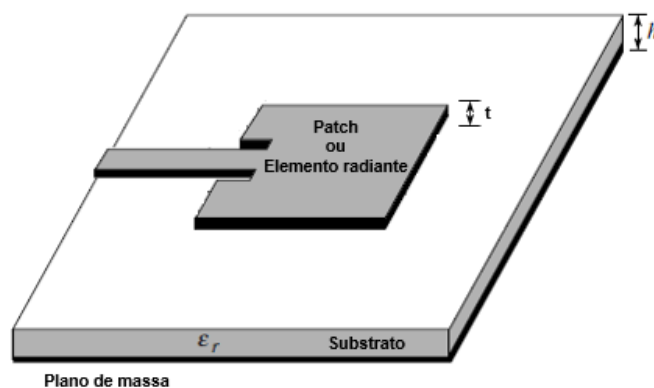


Figura 4.1 - Geometria Retangular da antena *patch*

São várias as características que tornam este tipo de antenas vantajosas, mencionadas no capítulo 2, secção (2.4.2.2), mas apesar do grande número de vantagens, elas também possuem desvantagens importantes, como por exemplo[25]:

- Baixo ganho.
- Radiações indesejáveis ou radiações espúrias (linha de alimentação, ondas de superfície) o que originam um comportamento indesejável da antena.
- Baixa capacidade de potência devido às próprias características da estrutura da *microstrip*.
- Polarização pura é difícil de alcançar.
- Eficiência reduzida em agrupamentos de antenas devido às perdas nas linhas de rede de alimentação.
- Fator de qualidade (Q) alto o que implica largura de banda estreita.

Ainda assim, existem maneiras de minimizar algumas desvantagens. Por exemplo, aumentar a altura (h) do substrato conduz a uma melhoria da largura de banda da antena, dado que o fator de qualidade total da antena diminui, isto pode ser verificado através das equações (B.14) a (B.17) no anexo B. As radiações indesejáveis ou radiações espúrias podem ser reduzidas usando técnicas de excitação que utilizem dois dielétricos, como veremos na secção (4.4). A utilização de agregados de antenas pode melhorar o ganho, a baixa eficiência e certas características desejadas que uma só antena não é capaz de satisfazer[17].

O *patch* da antena planar pode ter várias geometrias tais como: quadrada, retangular, circular, triangular, ect. A geometria e as dimensões do próprio *patch* determinam as características de radiação da antena, ou seja, a forma e tamanho do *patch* afectado pelo valor da constante dielétrica e espessura do substrato indicam as características de radiação da antena[17][25][26].

Para descrever as características de radiação de uma antena, é necessário ter em conta várias propriedades como por exemplo: o diagrama de radiação, a diretividade, o ganho, a eficiência de radiação, o S_{11} e a largura de banda. Estas propriedades podem ser consultadas com mais pormenor no Anexo B.

4.3 Métodos analíticos para antenas planares

A análise das antenas planares é complexa, devido à presença de dielétricos não homogêneos, diversidade de excitações e variadas configurações dos elementos *patch*. Assim sendo, recorre-se a modelos ou métodos analíticos para permitir um melhor entendimento dos princípios de funcionamento e características da antena.

Os métodos de onda completa, em geral, são baseados nas equações integrais do tipo *Sommerfeld* no domínio espectral e nas soluções das equações de Maxwell no domínio do tempo. Estes métodos apresentam uma precisão superior aos modelos analíticos, porém, a sua análise é complexa[17].

Nos modelos analíticos, os campos associados às antenas podem ser divididos em duas configurações:

- A região interna é formada pelo elemento radiante, plano de massa sob o *patch* e pela periferia originada pelas extremidades do *patch* (ΔL), o campo nesta região modela-se como uma secção de linhas de transmissão[17]; como podemos ver nas figuras (4.2) e (4.3).
- A região externa, compreende o resto do espaço, do plano de massa, do dielétrico e da superfície condutora do *patch*[17].

A análise das antenas planares podem ser realizada através dos métodos analíticos ou dos métodos de onda completa. Nos métodos analíticos está incluído o método da linha de transmissão e da cavidade[17][26]. O método dos momentos e o método dos elementos finitos são alguns dos métodos de onda completa. Dada a complexidade dos métodos de onda completa os métodos escolhidos para uma primeira análise teórica da antena planar foram os métodos analíticos. No entanto, os métodos de onda completa para uma análise mais detalhada da antena foram usados posteriormente na simulação com o programa *CST Microwave Studio* no capítulo 5.

4.3.1 Método da linha de transmissão

Neste modelo, o elemento *patch* é o elemento ressonante da linha de transmissão onde a impedância característica (Z_c) e a constante de fase de propagação (β) são determinados pelos parâmetros do substrato e dimensões da antena[17].

A constante dielétrica efetiva (ϵ_{reff}) varia com a alteração da largura do *patch* (W), porém esta depende da frequência de operação (f_r), através da equação (4.7), isto pode verificado. Para frequências baixas ela aproxima-se do valor da constante dielétrica do substrato (ϵ_r). O valor constante dielétrica efetiva pode ser calculada através da seguinte equação (4.1), de acordo com a seguinte condição $W/h > 1$ [17]:

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (4.1)$$

Como a largura (W) e comprimento (L) do *patch* possuem dimensões finitas, os campos eletromagnéticos propagados ao longo do elemento radiante encontram uma descontinuidade nas bordas do *patch*, nesse ponto, devido à mudança da largura (W) do *patch*, são gerados campos difratados (*fringing fields*) nas extremidades do *patch*, tal como representado na figura (4.2) e (4.3). A quantidade dos campos de efeito de bordo são função das dimensões do *patch*, da espessura (h) e da constante dielétrica (ϵ_r) do substrato[17].

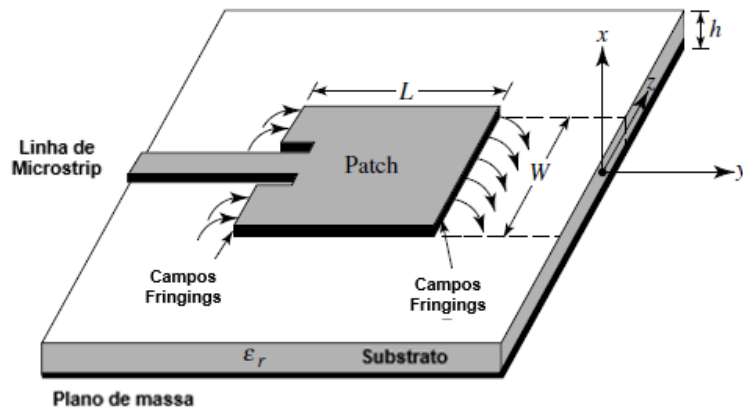


Figura 4.2 - Antena planar com geometria retangular com representação dos campos de bordo excitada por um da linha de *microstrip*

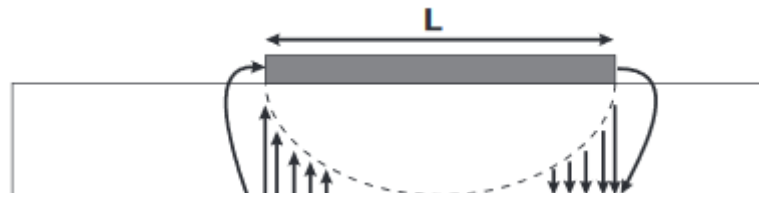


Figura 4.3 – Vista lateral dos campos eletromagnéticos propagados no dielético[17]

O comportamento acima descrito provoca um acréscimo elétrico (ΔL) nas dimensões do *patch* em ambos os lados no sentido do plano x-y (plano E principal) conforme apresentado na figura (4.4).

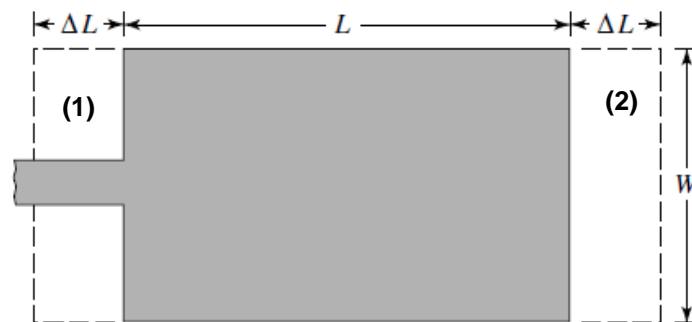


Figura 4.4 - Comprimento físico e efetivo do *patch* retangular da antena planar

Este acréscimo nas dimensões do *patch* pode ser representado por duas fendas (*slot*) de largura (ΔL) separadas por uma distância de (L) igual ao comprimento do *patch*. O comprimento (ΔL) pode ser aproximado segundo a expressão[17]:

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (4.2)$$

Desta forma o comprimento efetivo do *patch* é dado por[17]:

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (4.3)$$

Para o modo dominante TM_{010} , a frequência de ressonância (f_r) na antena *planar* é função do comprimento do *patch* (L) e dada pela expressão[17]:

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\epsilon_r}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = \frac{c_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.4)$$

Onde (c_0) a velocidade da luz em espaço livre, (μ_0) a permeabilidade magnética do vácuo cujo valor é $4\pi * 10^{-7} \text{ N } \cdot \text{A}^{-2}$ e (ϵ_0) a constante permitividade do vácuo com valor $8.85418 * 10^{-12} \text{ C}^2 \text{N}^{-1} \text{m}^{-2}$. A equação (4.4) não contabiliza o efeito de bordo, tendo em conta este efeito a equação (4.4) deve ser modificada para[17]:

$$(f_{rc})_{010} = \frac{1}{2L_{eff}\sqrt{\epsilon_{reff}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = q \frac{c_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.5)$$

Sendo (q) o fator de efeito de bordo dado pela seguinte expressão[17]:

$$q = \frac{(f_{rc})_{010}}{(f_r)_{010}} \quad (4.6)$$

A largura do *patch* (W) está relacionada com a frequência de ressonância (f_r) e a constante dielétrica (ϵ_r) podendo ser calculada através da seguinte equação[17]:

$$W = \frac{1}{2f_r\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{v_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (4.7)$$

Desprezando os efeitos de bordo o comprimento do *patch* é dado pela seguinte equação[17]:

$$L = \frac{1}{2f_r\sqrt{\epsilon_{reff}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} - 2\Delta L \quad (4.8)$$

O acréscimo elétrico (ΔL) originado pelos efeitos de bordo nas extremidades (fendas) do *patch* pode ser representado por uma admitância equivalente (Y) constituída por uma condutância (G) em paralelo com uma susceptância (B) em cada extremidade do *patch*[17], como representado na figura (4.5).

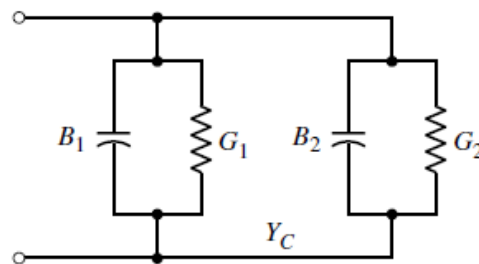


Figura 4.5 - Circuito equivalente da linha de transmissão[17]

Considerando as fendas do *patch* numeradas de 1 e 2 como representado na figura (4.4), a admitância equivalente da fenda 1 é dada por [17]:

$$Y_1 = G_1 + jB_1 \quad (4.9)$$

Os valores da condutância (G_1) e da susceptância (B_1) na fenda 1 podem ser aproximados por[17]:

$$\begin{aligned} G_1 &= \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24} (k_0 h)^2 \right] \\ B_1 &= \frac{W}{120\lambda_0} [1 - 0.636 \ln(k_0 h)] \end{aligned} \quad \text{Considerando a condição } \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad (4.10)$$

considerando as fendas do *patch* numeradas de 1 e 2 como representado na figura (4.4), caso a fenda 2 seja idêntica à fenda 1, a admitância equivalente é dada por[17]:

$$Y_2 = Y_1, \quad G_2 = G_1, \quad B_2 = B_1 \quad (4.11)$$

A potência radiada (P_{rad}) é dada por [17]:

$$P_{rad} = \frac{|V_0|^2}{2\pi\eta_0} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 \sin^3 \theta d\theta \quad (4.12)$$

sendo $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$ é a constante de propagação e $V_0 = hE_0$.

O campo elétrico para espessuras muito finas ($k_0 h \ll 1$) pode ser expresso pela equação (4.13) [17]:

$$E_\theta = +j \frac{V_0 e^{-jk_0 r}}{\pi r} \left\{ \sin \theta \frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right\} \quad (4.13)$$

A condutância também pode ser escrita através da equação (4.14) [17]:

$$G_1 = \frac{l_1}{120\pi^2} \quad (4.14)$$

onde l_1 é dada[17]:

$$I_1 = \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 \sin^3 \theta d\theta \quad (4.15)$$

$$= -2 + \cos(X) + X S_i(X) + \frac{\sin(X)}{X}$$

onde $X = K_0 W$

A admitância de ressonância de entrada pode ser dada pela seguinte expressão[17]:

$$Y_{in} = 2G_1 \quad (4.16)$$

caso a admitância de entrada (Y_{in}) seja apenas real sem contar com os efeitos de acoplamento pode se expressa através[17]:

$$Z_{in} = \frac{1}{Y_{in}} = R_{in} = \frac{1}{2G_1} \quad (4.17)$$

Considerando os efeitos de acoplamento, a resistência de ressonância de entrada (R_{in}) é dada por[17]:

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \quad (4.18)$$

onde G_{12} é a condutância mútua entre as duas fendas e dada por[17]:

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 J_0(k_0 L \sin \theta) \sin^3 \theta d\theta \quad (4.19)$$

J_0 é a 1ª função de Bessel de 1º espécie e ordem zero.

A impedância característica (Z_c) na linha de *microstrip* pode ser dada pela seguinte expressão[17]:

$$Z_c = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{reff}}} \ln \left[\frac{8h}{W_0} + \frac{W_0}{4h} \right], & \frac{W_0}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{reff}} \left[\frac{W_0}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W_0}{h} + 1.444 \right) \right]}, & \frac{W_0}{h} > 1 \end{cases} \quad (4.20)$$

$$(4.21)$$

considerando $Z_c = 50\Omega$, a largura da linha de *microstrip* (W_0) pode ser calculada resolvendo a equação (4.20) ou (4.21) em ordem a (W_0).

A resistência de ressonância de entrada para um ponto (y_0) a expressão pode ser aproximada[17]:

$$R_{in}(y = y_0) = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right) = R_{in}(y = 0) \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right) \quad (4.22)$$

Resolvendo esta ultima expressão em ordem a y_0 é possível determinar a localização do ponto de *inset feed*, ou seja, na prática corresponde à distância desde a fenda 1 do *patch* até ao ponto de *inset feed* com o intuito de adaptar a impedância da antena ($Z_c = 50\Omega$)[17]. Na figura (4.6) está representado a técnica de adaptação de impedância de *inset feed*.

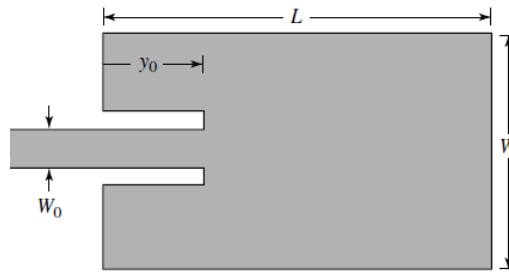


Figura 4.6 – Antena planar de geometria retangular adaptada com a técnica de *inset feed*[17]

4.3.2 Método da Cavidade

Este modelo consiste em analisar a antena como uma cavidade, na qual se considera que a antena é cercada por quatro paredes laterais magnéticas e duas paredes no topo e na base elétricas[17].

Como a espessura ou altura do substrato (h) é muito pequena ($h \ll \lambda$), os campos não variam na direção z (direção ortogonal ao *patch*) no interior do substrato. Na parte interior do substrato, o campo elétrico (\vec{E}) tem somente componentes na direção z , enquanto o campo magnético tem apenas componentes transversais, contidas na região entre o plano de massa e o *patch*.

A corrente elétrica no elemento radiante não tem componentes normais, flui paralelamente a ela. Isso implica que as componentes tangenciais do campo, nas extremidades da antena, são desprezáveis, tornando as paredes laterais apenas magnéticas.

A distribuição de campos pode ser dividida em duas regiões: interior e exterior à cavidade. No interior da cavidade, tendo em conta a condição ($h \gg \lambda$), a distribuição dos campos pode ser descrita por modos TM na direção de z . Como resultado existem apenas três componentes de campos E_z , H_x , H_y . O campo elétrico é dado pela equação de Helmholtz[17]:

$$\frac{\partial^2 \overline{E_z}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \overline{E_z}}{\partial y^2} + \epsilon\mu \overline{E_z} = 0 \quad (4.22)$$

sendo $\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0$ e $\mu = \mu_r \mu_0$.

Aplicando as condições fronteira, nas paredes o campo elétrico $E_z = 0$ [17]

$$\overline{H_x} = \frac{j}{\omega \cdot \mu} \times \frac{\partial \overline{E_z}}{\partial y} \text{ e } \overline{H_y} = \frac{j}{\omega \cdot \mu} \times \frac{\partial \overline{E_z}}{\partial x} \quad (4.23)$$

$$\overline{E_z} = \overline{E_0} \cos\left(k_0 m \pi \frac{x}{a}\right) \cos\left(k_0 m \pi \frac{y}{b}\right) \quad 0 \leq x \leq a \text{ e } 0 \leq y \leq b \quad (4.24)$$

$$\text{onde } \omega = \frac{\pi}{\sqrt{\epsilon \mu}} \times \sqrt{\left(\frac{n^2}{b^2}\right) + \left(\frac{m^2}{a^2}\right)} \text{ e } n \text{ e } m \text{ são inteiros positivos} \quad (4.25)$$

As seguintes considerações também podem ser utilizadas para o modo fundamental (TM_{010}).

Assume-se que as paredes magnéticas ficam situadas a uma distância Δ da projeção ortogonal do elemento radiante, ou seja, a cavidade compreende a parte imediatamente abaixo do *patch* e acima do plano terra, mais uma pequena porção das extremidades dessa região, como ilustrado na figura (4.5). Uma boa aproximação é $\Delta \cong h$ [27].

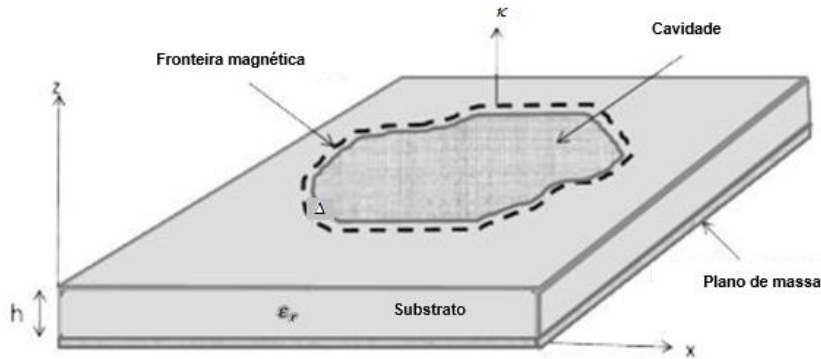


Figura 4.7 -Circuito equivalente da linha de transmissão

4.4 Métodos de excitação

As configurações que podem ser usadas para excitar a antena podem ser classificadas em dois grupos. Um grupo de contato direto e um por acoplamento de energia ou indireto [17]. A forma direta, normalmente é por linha *microstrip* ou cabo coaxial também designado sonda e a forma indireta por abertura de acoplamento ou proximidade de acoplamento [17][26].

A escolha do método de excitação é um fator determinante para a adaptação da antena [17]. Cada um destes métodos está representado nas figuras (4.8) a (4.11). Cada uma das formas apresenta vantagens e desvantagens pelo que será feita uma pequena introdução de cada uma delas e posteriormente uma análise final em relação aos dois grupos.

4.4.1 Excitação por linha *microstrip*

A excitação através da linha *microstrip* é feita por meio de uma linha condutora com largura muito menor que a do *patch* conforme ilustrado na figura (4.8) (a). A linha condutora é impressa sobre o mesmo plano do substrato da antena.

Esta forma de excitação apresenta as seguintes propriedades [17][24]:

- É simples de construir.

- Fácil adaptação da impedância de entrada através da técnica *inset feed*;
- Como a linha *microstrip* está sobre a mesma estrutura do *patch* provoca descontinuidades na linha de *microstrip* que origina radiações de espúria diminuindo a eficiência da antena.
- Comparativamente a outros métodos de excitação nomeadamente de acoplamento possui uma largura de banda menor.

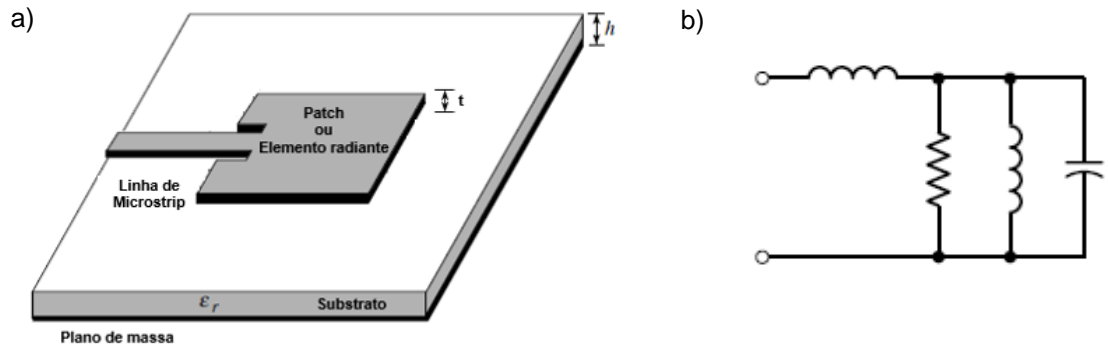


Figura 4.8 - a) Excitação através de linha *microstrip* b) Esquema elétrico equivalente de uma antena alimentada por linha *microstrip*[17]

4.4.2 Excitação por cabo coaxial ou sonda

Este tipo de excitação consiste num conetor interno (coaxial) ligado ao *patch* que atravessa o substrato até ao plano de massa (conetor externo), geralmente unido por um ponto de solda[24]. Na figura (4.9) (a) está representado este método.

As suas principais características são[17][28]:

- A rede de alimentação está isolada da restante antena diminuindo as radiações de espúria, que se traduz numa maior eficiência da antena.
- Para substratos com espessura mais elevada torna-se mais difícil a sua aplicação.
- Relativamente a outros métodos de excitação nomeadamente de acoplamento possui uma largura de banda menor.
- Tal como o método da linha *microstrip*, o método da sonda também possibilita de forma simples e idêntica ao método anterior a adaptação da impedância da antena colocando o ponto de excitação da antena em qualquer local do *patch*.

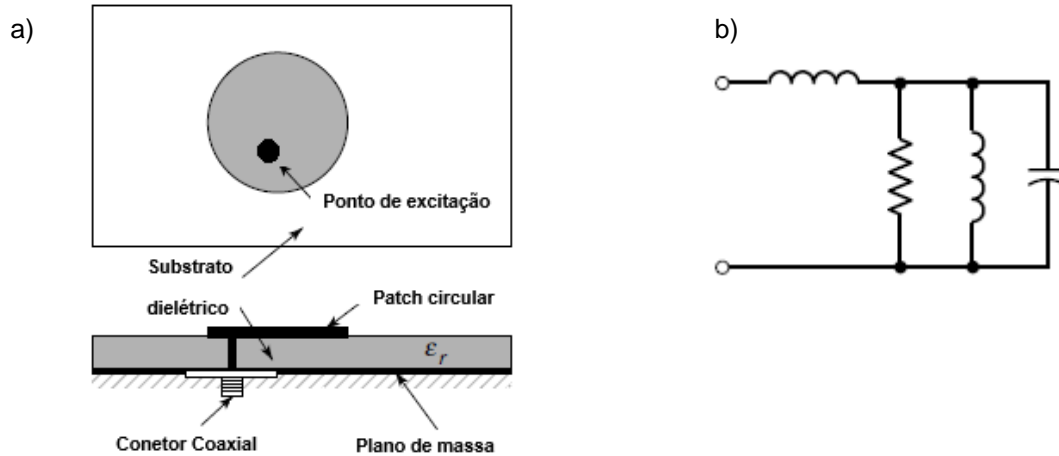


Figura 4.9 - a) Antena planar alimentado por cabo coaxial b) Esquema elétrico equivalente de uma antena alimentada por cabo coaxial[17]

4.4.3 Excitação por Acoplamento de proximidade

Este tipo de excitação utiliza duas camadas de substrato, colocando o *patch* na parte superior da estrutura e a linha *microstrip* posicionada entre os dois dielétricos[17]. Geralmente o substrato inferior possui em constante dielétrica (ϵ_r) maior que o substrato posicionado na parte superior. As antenas alimentadas por este método tem maior largura de banda que as antenas alimentadas pelos métodos anteriormente referidos dado o aumento da espessura do substrato. Contudo, a rede de alimentação não está totalmente isolada, ainda existe radiação espúria, mas em menor quantidade que os métodos anteriores.

Na figura (4.10) pode ver-se que esta forma de excitação constituída por dois substratos com a linha *microstrip* entre eles.

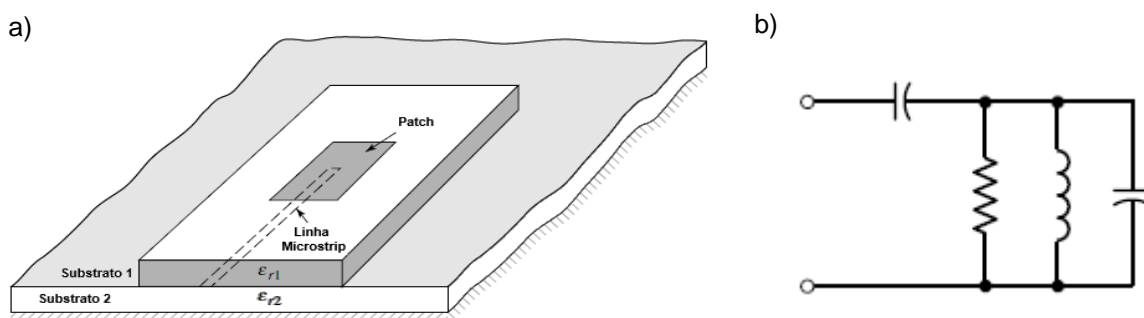


Figura 4.10 - Antena microstrip alimentado por acoplamento de proximidade b) Esquema elétrico equivalente de uma antena alimentada por acoplamento de proximidade[17]

4.4.4 Excitação por Abertura de acoplamento

A técnica de acoplamento por abertura é semelhante à técnica de acoplamento de proximidade, ou seja, consiste em dois substratos separados através de um plano-terra. Na parte inferior do substrato, posicionado em baixo, existe uma linha *microstrip* cuja energia é acoplada ao *patch* através de uma fenda (*slot*) no plano de terra que separa os dois substratos, normalmente centrada abaixo do

patch. O substrato inferior usualmente tem uma constante dielétrica (ϵ_r) mais elevada do que o substrato superior de modo a diminuir a radiação indesejada. O plano terra entre os substratos isola a alimentação para o *patch* minimizando as interferências da radiação de espúria[17]. Na figura (4.11) está representada este tipo de excitação:

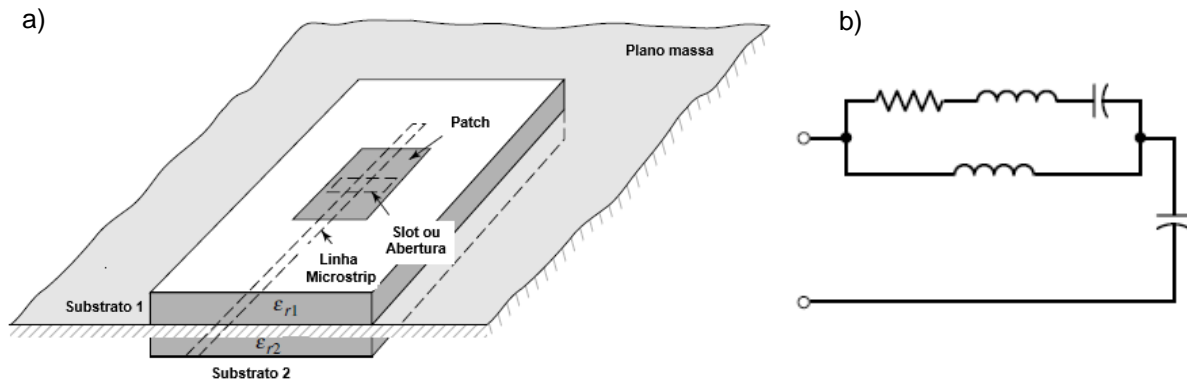


Figura 4.11 - Antena planar alimentado por abertura de acoplamento b) Esquema elétrico equivalente de uma antena alimentada por abertura de acoplamento[17]

O tamanho, a forma e a localização da abertura (fenda) determina a quantidade de energia acoplada ao elemento radiante. Isto permite uma otimização independente do mecanismo de alimentação e do elemento de radiação. Outra vantagem é que o elemento radiante está protegido da alimentação pelo plano massa diminuindo a radiação espúria[17].

4.5 Conclusões

Este capítulo iniciou-se com a fundamentação teórica das antenas planares, destacando-se as suas principais características estruturais e de radiação. As dimensões e forma do *patch* em conjunto com a constante dielétrica e espessura do substrato determinam as características de radiação da antena planar.

A principal vantagem das antenas planares consiste na facilidade de construção e na possibilidade de originar padrões de radiação adequados, porém estas antenas possuem baixa eficiência e largura de banda estreitas. Contudo, existem formas de melhorar estas desvantagens. A utilização de um substrato dielétrico com espessura maior irá aumentar a largura de banda da antena, como se pode verificar pela equação (B.22). As radiações espúrias podem ser diminuídas usando técnicas de excitação por acoplamento.

Embora a espessura do dielétrico possa melhorar a largura de banda, esta faz aumentar as ondas de superfície que são refletidas no interior do dielétrico. Estas ondas traduzem-se em perdas, já que a potência entregue à antena se perde no dielétrico. Além disso, se a onda incide na fronteira da estrutura da antena esta é difratada alterando o padrão de radiação.

Para o desenvolvimento de uma antena planar torna-se importante realizar previamente uma análise das dimensões estruturais e do comportamento da antena que desejamos desenvolver. Esta tarefa pode ser facilitada através do uso de métodos analíticos como o método da linha de transmissão e o método da cavidade. Como podemos verificar na secção (4.3) estes métodos são simples quando comparados com os métodos de onda completa. Os métodos analíticos indicam numa primeira

aproximação das dimensões da estrutura do *patch*, assim como, a forma para adaptar a antena à impedância desejada, no entanto estes métodos não são tão precisos como os métodos de onda completa. A análise dos métodos de onda completa é complexa matematicamente, e geralmente, recorre-se a programas executados por computador para simular o comportamento e estrutura da antena planar.

A última secção são apresentados os métodos de excitação utilizados por estas antenas. Os métodos mais simples e de menor custo são os métodos de contacto direto, como por exemplo, o método da linha *microstrip* e o método da sonda, os dois apresentam características muito semelhantes, tais como, largura de banda, simples construção e capacidade de poder adaptar a antena à impedância desejada. Essa adaptação é feita num caso pelo método de *inset feed* e noutro através da possibilidade de colocar o ponto de alimentação numa posição qualquer do *patch*. No entanto, o efeito das radiações de espúria é menor no método da sonda, uma vez que, a rede de alimentação está isolada da restante antena.

Os métodos de excitação por acoplamento, como, o método proximidade e o método de abertura originam comportamentos de radiação melhores que os métodos de contacto direto. A utilização de dois substratos com um plano condutor no meio a isolar a linha *microstrip* com a restante antena implica menor quantidade de radiação espúria, melhor largura de banda e melhor eficiência.

No entanto o processo de fabricação torna-se mais complexo e caro que os métodos de excitação por contacto direto, por exemplo, a fabricação por multicamada pode apresentar problemas se a união das camadas possuir pequenos furos. Estes furos podem alterar significativamente a impedância de entrada[28].

Como se irá verificar no capítulo seguinte o método de excitação escolhido para a realizar a alimentação da antena planar será o método da linha *microstrip*.

Capítulo 5

5 Proposta da Antena planar ESPAR

5.1 Introdução

Após a fundamentação teórica das antenas planares e definida a estrutura e método de excitação torna-se necessário realizar o estudo e a simulação da antena considerada. Este capítulo tem como objetivo o estudo, simulação e desenvolvimento da antena planar ESPAR designada por P-ESPAR.

Inicialmente, na secção (5.2) tratar-se-á da configuração do elemento da antena planar, começando pela análise realizada a vários tipos substratos dielétricos por forma a escolher o que mais se adequa ao projeto. Posteriormente será dimensionada a antena com apenas um elemento radiante. Esta fase é importante para analisar o comportamento da antena com a variação das suas dimensões. Após o cálculo das dimensões do *patch*, a antena será simulada e otimizada através do programa CST MWS.

A secção (5.3) consiste no desenvolvimento do agregado planar, ou seja, da antena P-ESPAR. Iniciando-se com o estudo aos díodos *varicap*, componentes importantes para realizar as características de variação do feixe de radiação da antena. De seguida será apresentado a representação do circuito equivalente destes componentes em conjunto com a antena. Posteriormente será realizado o dimensionamento P-ESPAR constituída por um agregado de 3 elementos idênticos. Seguindo-se um processo de simulação e otimização da antena P-ESPAR, por forma a satisfizer os requisitos operacionais estabelecidos nesta dissertação de mestrado.

5.2 Configuração do elemento da antena planar (patch)

Os requisitos operacionais da FAP que devem satisfazer as condições de comunicação UAV descendente são:

- Frequência de ressonância (1.33 GHz)
- Largura de Banda superior ou igual a (8.7 MHz)
- Coeficiente de onda estacionaria (<-10 dB)

5.2.1 Escolha do substrato

A escolha do substrato é fundamental para as especificações do nosso projeto. Basicamente, as propriedades específicas a serem consideradas na escolha do substrato são a constante dielétrica (ϵ_r) do material e a sua homogeneidade, a tangente do ângulo de perdas ($\tan\delta$), a espessura do substrato, e por fim o preço. Através da observação das equações (4.1), (4.4), (4.7), (4.8) e (4.12), (B.11), (B.23) mencionadas no capítulo anterior verifica-se que, a constante dielétrica (ϵ_r) do material diminui com o aumento a espessura do substrato (h), ou seja, para (h) maiores implica uma

diminuição da frequência de operação (f_r) e aumento do comprimento (L) e largura (W) do *patch*, bem como, o aumento da potência radiada (P_{rad}) e largura de banda (LB) da antena.

Os substratos tipicamente possuem um valor de constante dielétrica (ϵ_r) na ordem de 2.5.

Para substratos com constante dielétrica (ϵ_r) maior, verifica-se através das equações (B.23) e (B.25) uma diminuição da largura de banda e eficiência da antena.

Para verificar o efeito da constante dielétrica (ϵ_r) do substrato sobre as perdas de retorno ($|S_{11}|$), realizou-se através do programa *CST Microwave studio* uma simulação para diferentes valores de ϵ_r considerando as restantes características idênticas ao substrato o RT Duroid 5870. A figura (5.1) ilustra esta comparação.

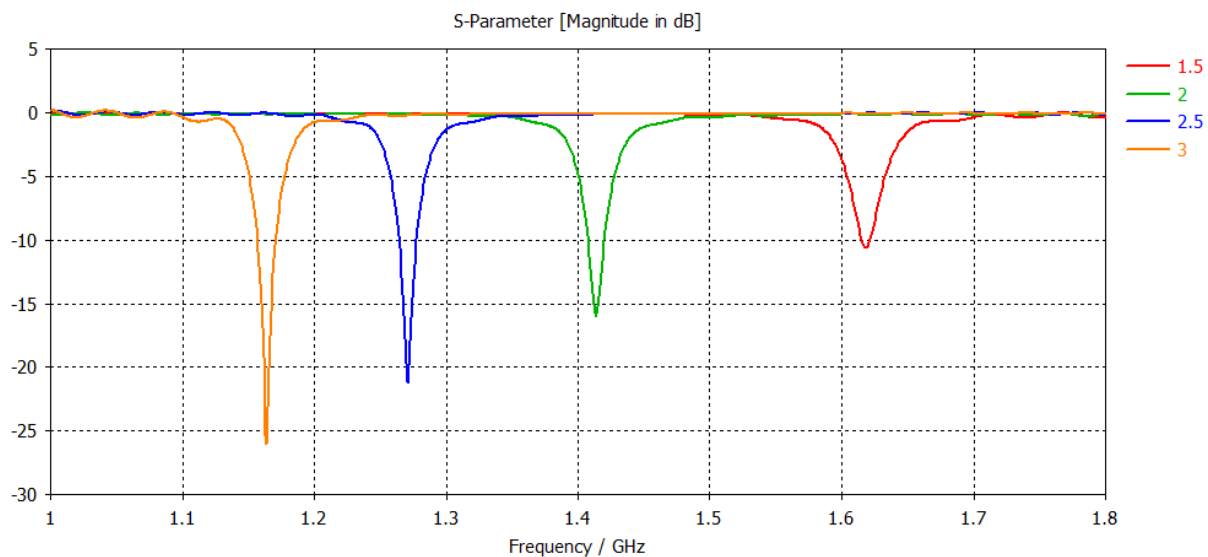


Figura 5.1 - Variação $|S_{11}|$ para diferentes de $\epsilon_r = 1.5$, $\epsilon_r = 2$, $\epsilon_r = 2.5$ e $\epsilon_r = 3$

Através do gráfico é possível observar que a largura de banda diminui para valores de (ϵ_r) maiores, o mesmo se verifica para a frequência de ressonância, o que está de acordo com as equações matemáticas anteriores. A tabela (5.1) mostra os substratos analisados para o projeto com algumas características específicas para a frequência de 1 MHz, todos estes valores foram retirados dos dados de referência [29][30].

Tabela 5.1 -Características gerais dos substratos analisados

Material		FR-4	RT Duroid 5880	RT Duroid 5870
Características específicas	ϵ_r	4.7	2.2 ± 0.02	2.33 ± 0.02
	$\tan \delta$	0.014	0.0004	0.00005

O FR-4 caracteriza-se por ser de fácil aquisição, já que é muito usado na elaboração de circuitos impressos na eletrônica. Como aspetos negativos, destacou-se: o ângulo de tangente de perdas é elevado (0.014) cerca de 35 vezes superior aos restantes dielétricos, a constante dielétrica (ϵ_r) é grande diminuindo a largura de banda da antena. Este fator é importante, uma vez que, as próprias

antenas planares já possuem uma largura de banda baixa, além de na comunicação UAV a antena tem que garantir uma largura de banda suficiente. Estes aspetos levaram o dielétrico FR-4 a não ser uma opção.

Dentro dos substratos fabricados pela *Rogers Corporation* os RT Duroid (5870) e (5880), estes são muito semelhantes em termos de características, como podemos ver na tabela (5.1). A decisão entre estes dois substratos foi principalmente o preço sendo que a opção foi RT Duroid 5870 custando metade do valor do RT Duroid 5880, apesar do ângulo de perdas ser superior no RT Duroid 5870 este continua a ser baixo, cerca de (0.0004).

Na Tabela (5.2) são apresentadas algumas características específicas com mais detalhe do RT Duroid 5870, nomeadamente constante dielétrica (ϵ_r), a tangente do ângulo de perdas ($\tan \delta$) e a banda de temperatura de (ϵ_r) estável, assim como, a característica física (espessura) escolhida para o projeto da antena.

Tabela 5.2 - Características gerais do substrato RT Duroid 5870

RT DUROID 5870		
Características específicas	ϵ_r	2.33 ± 0.02
	$\tan \delta$	0.0005 a 0.0012 @ 1MHz a 10 GHz
	Banda de temperatura (ϵ_r é estável)	-50° até 150°
	Espessura ou altura	1.575 mm

A escolha da espessura do substrato teve em conta os aspetos anteriormente referidos, como largura de banda, eficiência, as dimensões do *patch* e o preço. Um substrato com espessura superior iria traduzir-se numa antena com dimensões maiores, uma eficiência de radiação menor, mas uma largura de banda superior. Da mesma forma que um substrato de espessura inferior iria manifestar-se numa potência radiada maior e largura de banda menor. Dadas estas considerações optou-se por um valor intermédio de espessura, uma vez que se pretende dimensões reduzidas para colocar a antena no UAV e uma largura de banda suficiente (8.7 MHz) para o canal de comunicação.

5.2.2 Dimensionamento do *patch* da antena planar

Para o dimensionamento da antena planar recorreu-se ao método analítico da linha de transmissão anteriormente mencionado no capítulo 4.

Primeiro recorreu-se á da equação (4.7) para determinar o valor da largura (W) do *patch*. Substituindo $\epsilon_r = 2.33$, $f_r = 1.33 \text{ GHz}$ e $c_0 = 3 \times 10^8 \text{ ms}^{-1}$ resultou $W = 87.4 \text{ mm}$.

A constante dielétrica varia consoante a variação de frequência, uma vez que, a largura (W) do *patch* é alterada. Pelo que se tem de determinar o valor da constante dielétrica efetiva (ϵ_{reff}). Utilizando a equação (4.1) calculou-se $\epsilon_{\text{reff}} = 2.297$ com $h = 1.575 \text{ mm}$. Como se pode verificar este valor é ligeiramente inferior ao da constante dielétrica (ϵ_r) do substrato RT Duroid 5870.

Depois de calcular o valor de (ϵ_{reff}) , determinou-se o (ΔL) usando a equação (4.2), esta variável representa o acréscimo elétrico nas dimensões do *patch* causado pelos campos de fuga nas extremidades do elemento radiante (efeito de bordo). Resultando $\Delta L = 0.411 \text{ mm}$. De seguida calculou-se o comprimento (L) do *patch* através da equação (4.8) resultando no valor $L = 74 \text{ mm}$.

Após o cálculo de (L) e (ΔL) pode-se chegar ao valor do comprimento efetivo do *patch* recorrendo à equação (4.3) que resultou $L_{\text{eff}} \approx 74.82 \text{ mm}$.

Como a espessura (h) do substrato é muito fina $(W \gg h)$ o efeito de bordo é praticamente desprezável, isto pode ser verificado através da equação (4.2), $q = 0.99612$ é o valor determinado recorrendo à equação (4.6). Nota-se, recorrendo à equação (4.4) e (4.5) que a frequência de ressonância $(f_{rc})_{010}$ praticamente não é alterada com o efeito de bordo $((f_r)_{010} = 1.33 \text{ GHz}$ para $(f_{rc})_{010} = 1.325 \text{ GHz}$), diminuindo cerca 5 MHz.

A equação (4.20) permite calcular o valor da largura da linha de *microstrip* (W_0) , como representado na figura (4.2), sabendo que a impedância característica (Z_c) tem um valor de 50Ω . Como referido a espessura do substrato é muito fina $(W \gg h)$, deste modo faz sentido usar-se a equação (4.20) na condição $\frac{W_0}{h} > 1$. Obtendo-se um valor da largura da linha de *microstrip* de $W_0 = 4.16 \text{ mm}$.

Dentro da utilização do método da linha de transmissão usou-se uma técnica de designada *inset feed* para adaptar a antena, ou seja, dimensionar a estrutura da linha de *microstrip* para que a sua impedância característica seja muito próxima da impedância de entrada do *patch*. A localização do ponto de *inset feed* (y_0) com respeito ao *patch* pode ser calculado depois do cálculo da condutância (G_1) e da condutância mútua (G_{12}) .

Utilizando as equações (4.14) e (4.19) obteve-se o valor da condutância (G_1) e da condutância mútua (G_{12}) , resultando $G_1 = 0.0015165 \text{ s}$ e $G_{12} = 4.906 \times 10^{-4} \text{ s}$ com $I_1 = 1.79612$.

A resistência de ressonância na entrada do *patch* $(R_{in}(y = 0))$ pode ser calculada pela equação (4.18), considerando o efeito de acoplamento mútuo entre as fendas e o sinal (+), dado que o modo de propagação dominante é TM_{010} na distribuição dos campos das fendas do *patch* [17]. Substituindo os valores de G_1 e G_{12} obteve-se o valor de $R_{in}(y = 0) = 249.114 \Omega$.

A equação (4.22) indica a resistência de ressonância de entrada no ponto *inset feed* $(R_{in}(y = y_0))$, assumindo que $R_{in}(y = y_0) = 50 \Omega$, por forma a adaptar a resistência de ressonância na entrada do *patch*. Resolve-se a equação (4.22) em ordem a (y_0) com $R_{in}(y = 0) = 249.114 \Omega$ permite obter o valor da localização onde a impedância da linha de *microstrip* possui um valor de 50Ω , resultando em $y_0 = 26.132 \text{ mm}$.

A tabela (5.3) ilustra as dimensões e algumas variáveis importantes para o estudo do comportamento da antena.

Tabela 5.3 - Dimensionamento teórico da antena planar

Constante dielétrica efetiva	$\varepsilon_{\text{reff}}$	2.297	-
Largura do patch	W	87.4	mm
Comprimento do patch	L	74	mm
Largura da linha de transmissão	W_0	4.16	mm
Condutância	G_1	0.0015165	s
Condutância mutua	G_{12}	$4.906 \cdot 10^{-4}$	s
Resistência de ressonância	$R_{in}(y = 0)$	249.114	Ω
Resistência de entrada para o ponto inset feed	$R_{in}(y = y_0)$	50	Ω
Localização do ponto de inset feed	y_0	26.132	mm

A figura (5.2) está representado a imagem do programa CST MWS da antena planar anteriormente dimensionada:

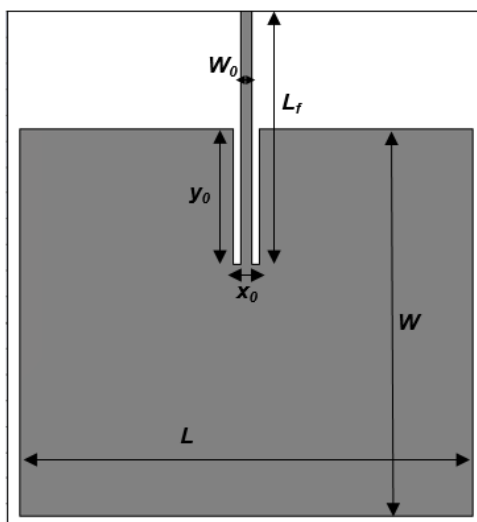


Figura 5.2 - Representação da antena no CST MWS com ($W=87.4$, $L=74$, $W_0=2.3$, $y_0=26.1$, $x_0=4$, $L_f=60$) todas as dimensões em mm

As variáveis x_0 e L_f foram introduzidas para melhorar a otimização da antena no programa CST MWS.

5.2.3 Simulação da antena planar com *single patch*

Para a realização da simulação recorreu-se ao programa de simulação eletromagnética designado por CST Microwave Studio (MWS) já anteriormente mencionado no capítulo 4. Este programa é uma ferramenta muito importante, uma vez que nos permite visualizar as características e comportamento de radiação da antena antes de se efetuar a sua construção.

O programa CST MWS é um simulador eletromagnético baseado nos métodos de onda completa (EM) com alto desempenho. Ele integra simulação, visualização, modelação e automação num ambiente fácil de utilizar para resolução de problemas 3D EM de forma precisa. O CST MWS integra o método dos elementos finitos (FEM), com malha adaptável e gráficos para obter uma melhor performance.

Ele pode ser usado para calcular parâmetros como (S,Y,Z), frequência de ressonância, visualização 3D, polar ou cartesiana dos campos eletromagnéticos próximos e afastados (*near and far field*), gerar modelos *Full-SPICE* para utilizar em conjunto com simuladores de circuitos, avaliar as perdas do sinal via transmissão, perdas de reflexão, etc.

Com os dados obtidos no dimensionamento da secção anterior procedeu-se ao desenho da antena no CST MWS, criando um protótipo da antena para simular no programa. Este protótipo pode ser visualizado na figura (5.2).

Antes de correr a simulação é necessário excitar a antena, e para isso, utiliza-se uma ferramenta do CST MWS designada *Wave port*. As dimensões do porto de excitação são fundamentais para a precisão da simulação. Quer isto dizer, por um lado o tamanho da porta deve ser grande o suficiente para envolver o modo fundamental da antena (TM_{010}). Por outro lado, não deve ser demasiado grande, pois isso poderá causar modos de propagação de ordem superior[31]

Para calcular a dimensão da porta optou-se pela regra geral do programa CST MWS, como mostrado na figura (5.3)[31]:

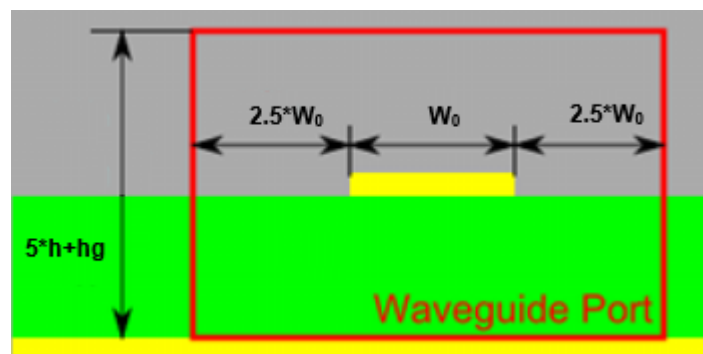


Figura 5.3 - Dimensões da *Waveguide Port*

Onde (W_0) representa a largura da linha de *microstrip*, (h) a espessura do substrato e (hg) a espessura do plano terra ($hg=0.0185\text{mm}$).

Outro aspeto a ser considerado antes de simular é a definição a frequência de operação, que neste caso é 1.33 GHz e definir pontos de teste virtual (*Field Monitors*), sendo estes o *farfield*, o *e-field* e o *h-field*, permitindo obter a representação do diagrama de radiação nos planos E e H. Além da frequência é necessário definir a dimensão da malha de rede de simulação (*mesh*). Quanto menor for a dimensão da malha, maior será a precisão e rigor na simulação, por sua vez, também maior será o tempo de simulação.

Na figura (5.4) encontra-se representado o $|S_{11}|_{dB}$ da antenna simulada com os parâmetros calculados analiticamente e apresentados na tabela (5.3).

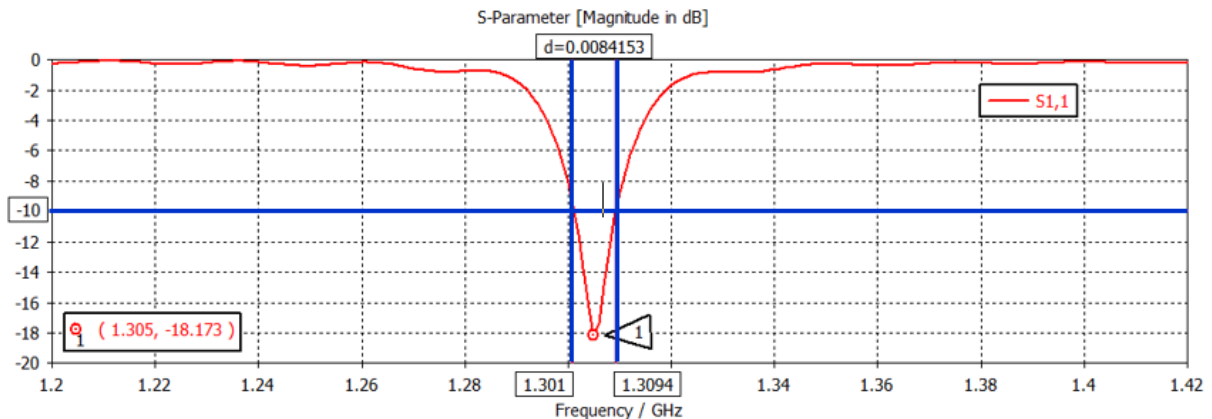


Figura 5.4 - Representação de gráfica $|S_{11}|_{dB}$ da antenna planar com o dimensionamento teórico em função da frequência

Como se pode observar, o pico de frequência a ($f_r=1.305$ GHz) encontra-se desviado da frequência pretendida ($f_r=1.33$ GHz), o que não é conveniente. O coeficiente S_{11} para a frequência de ressonância possui um valor de -18.173 dB com uma largura de banda de 8.41 MHz.

Para resolução deste problema recorre-se a uma ferramenta de otimização do programa CST MWS designada *Optimazer Transient Parameter*, onde são feitos vários varrimentos nos parâmetros apresentados na tabela (5.3), com o objetivo de melhorar a adaptação e desempenho da antenna, ou seja, as dimensões ou valores dos parâmetros que possibilitam obter um módulo do coeficiente de onda estacionária menor para a frequência 1.33 GHz.

Por forma a compreender melhor o comportamento da antenna precedeu-se antes da utilização da ferramenta *Optimazer Transient Parameter* a simulações no CST MWS, com o intuito de estudar a variação do desempenho da antenna alterando alguns parâmetros. Os parâmetros utilizados foram W , L , W_0 e y_0 .

Na figura (5.5) é possível analisar a variação de $|S_{11}|_{dB}$ para diferentes valores de W em função da frequência.

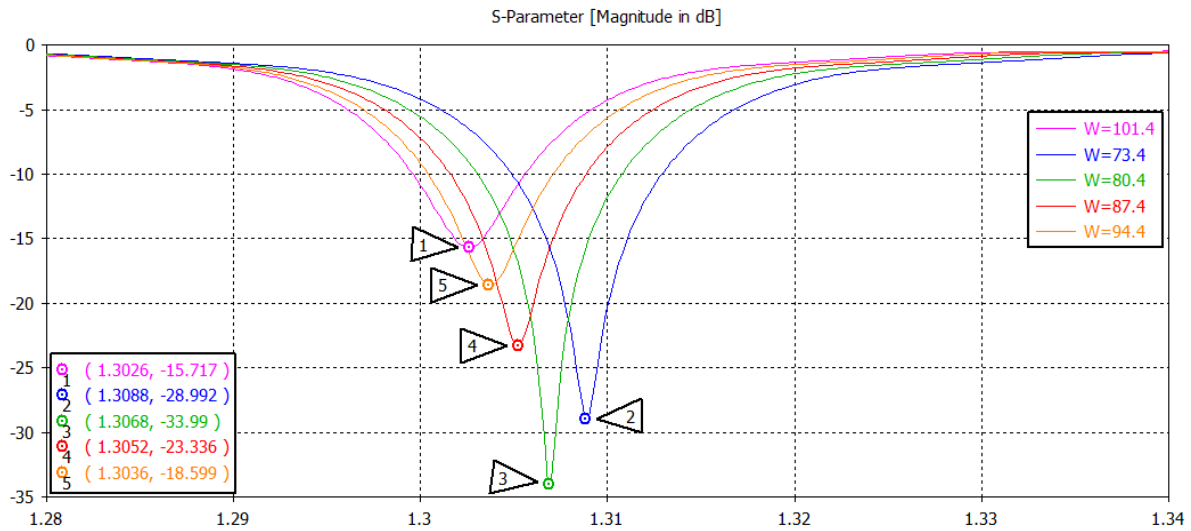


Figura 5.5 - Representação gráfica da variação de $|S_{11}|_{dB}$ para diferentes valores de W em função da frequência

Nota-se que o aumento do valor de W , traduz-se numa diminuição da frequência de ressonância e o valor de $|S_{11}|_{dB}$ (exceto para o caso de $W = 80.4 \text{ mm}$, isto porque a antena encontra-se otimizada para este valor). Pelo contrário para valores de W menores a largura de banda aumenta ligeiramente.

O comportamento da antena através da análise do $|S_{11}|_{dB}$ em função da frequência variando L , está ilustrado na figura (5.6).

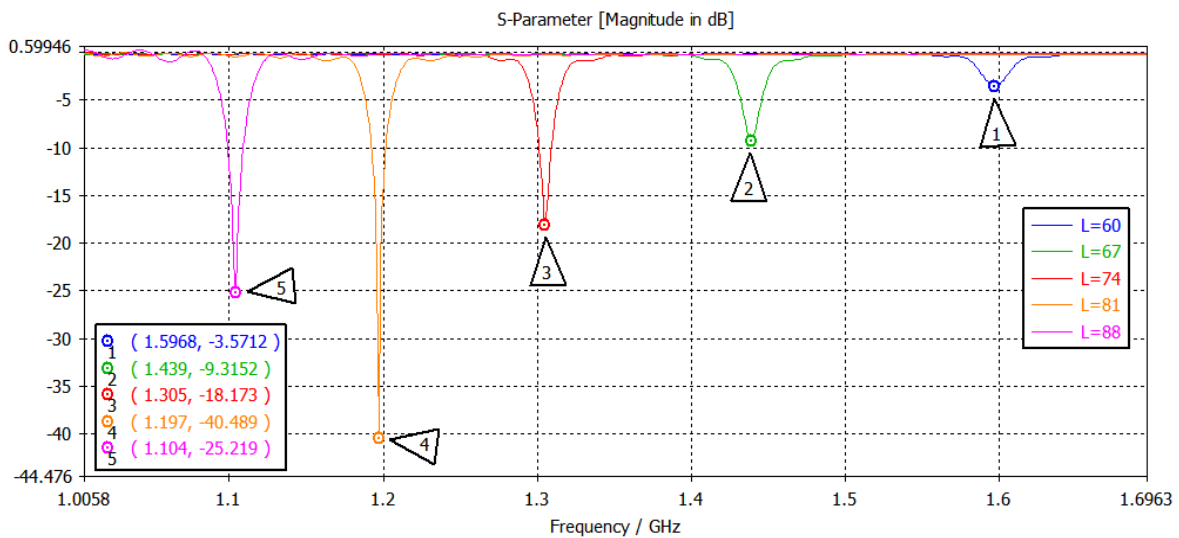


Figura 5.6 - Representação gráfica da variação de $|S_{11}|_{dB}$ em função da frequência para diferentes valores de L em função da frequência

Como se pode observar, a variação do parâmetro L altera drasticamente o comportamento da antena. Nota-se que para valores de L superiores, a frequência de ressonância diminui bastante. Este facto vai de encontro à equação (4.8) onde L é inversamente proporcional à frequência de ressonância.

Para caso de $|S_{11}|_{dB}$ o seu valor em módulo vai aumentando para valores de L superiores, encontrando-se o máximo no caso de $L=88$ mm aproximadamente -40.5 dB.

A figura (5.7) mostra a variação do parâmetro $|S_{11}|_{dB}$ em função da frequência, variando o parâmetro W_0 .

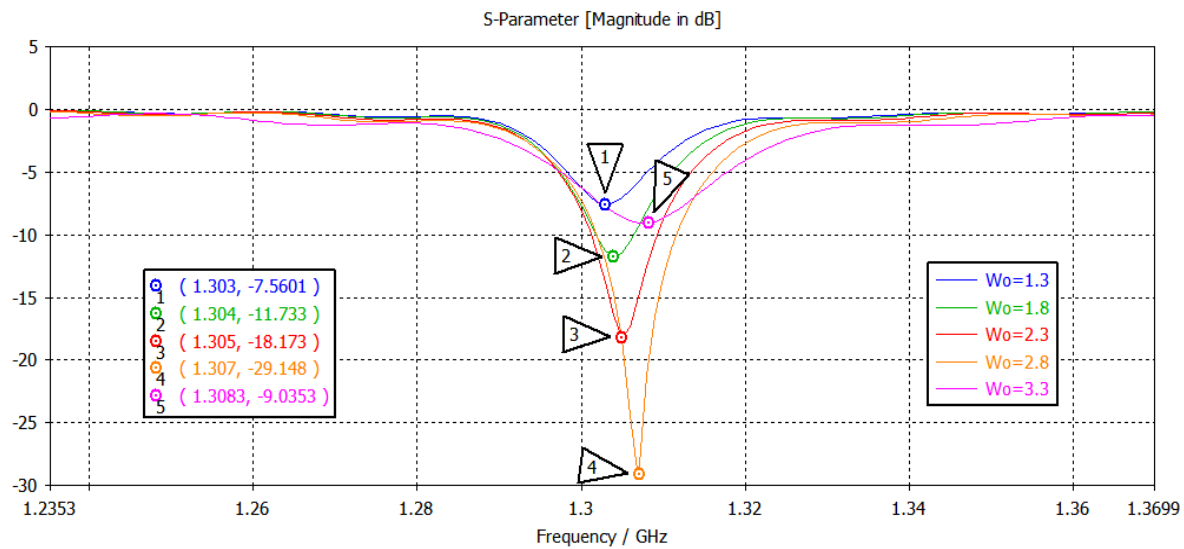


Figura 5.7 - Representação gráfica da variação de $|S_{11}|_{dB}$ para diferentes valores de W_0 em função da frequência

Nota-se, analisando o gráfico que a largura da linha de *microstrip* (W_0) faz variar ligeiramente a frequência de ressonância para valores mais altos, no entanto o $|S_{11}|_{dB}$ e a largura de banda não tem um comportamento linear, dado que o parâmetro (W_0) está diretamente ligado com a impedância de entrada da antena.

Por fim realizou-se a simulação de $|S_{11}|_{dB}$ em função da frequência variando o parâmetro y_0 , que na prática corresponde ao comprimento desde o ponto de *inset feed* até á extremidade da antena.

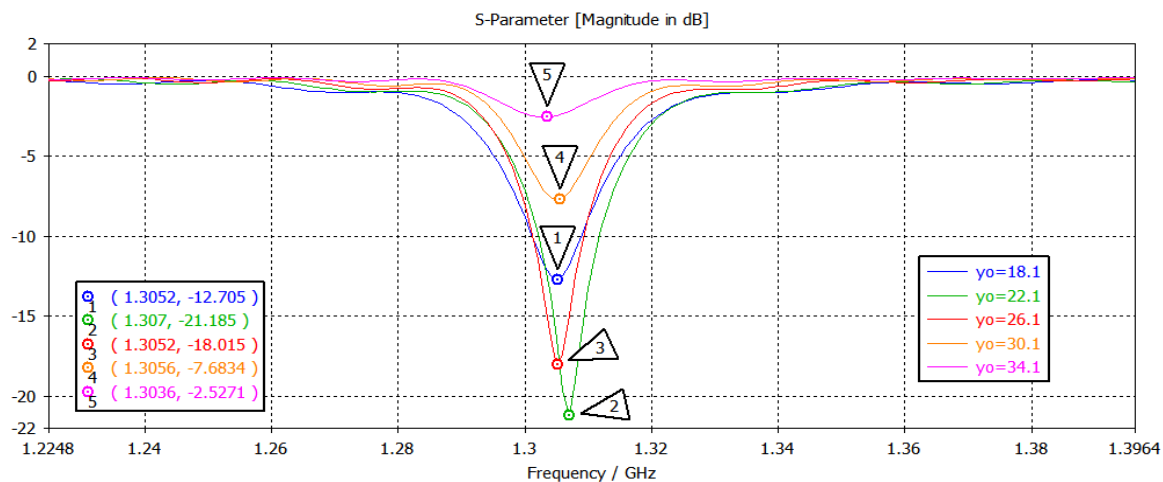


Figura 5.8 - Representação gráfica da variação de $|S_{11}|_{dB}$ para diferentes valores de y_0 em função da frequência

Como se observa no gráfico de $|S_{11}|_{dB}$ a variação de (y_0) traduz-se num comportamento semelhante ao parâmetro (W_0) . Dado este tal como (W_0) estarem diretamente ligados com a impedância entrada da antena.

As simulações anteriores de $|S_{11}|_{dB}$ em função da frequência para os vários parâmetros permitiu ficar com uma percepção mais clara do comportamento da antena com a variação de cada uma dos parâmetros. Após esta fase, utilizou-se então, a ferramenta *Optimazer Transient Parameter* do CST MWS como anteriormente referido.

Os valores otimizados dos parâmetros estão apresentados na seguinte tabela (5.4), todos os outros valores são iguais aos valores dos parâmetros da tabela (5.3).

Tabela 5.4 - Dimensões após a otimização da antena planar *single patch* através do programa CST MWS

Largura do patch	W	87.4	mm
Comprimento do patch	L	74	mm
Largura da linha de transmissão	W_0	2.3	mm
Localização do ponto de inset feed	y_0	29	mm
	x_0	4	mm
	L_r	60	mm

Após a otimização, como podemos ver na figura (5.9) a antena encontra-se totalmente adaptada para a banda de frequência pretendida ($f_r=1.334$ GHz). Tal como referido anteriormente, o nível de adaptação é representado pelo módulo do coeficiente de onda estacionário, $|S_{11}|_{dB}$, da antena. Neste caso obteve-se um $|S_{11}| = -19.924$ dB satisfazendo o critério proposto inicialmente de $|S_{11}| \leq -10$ dB.

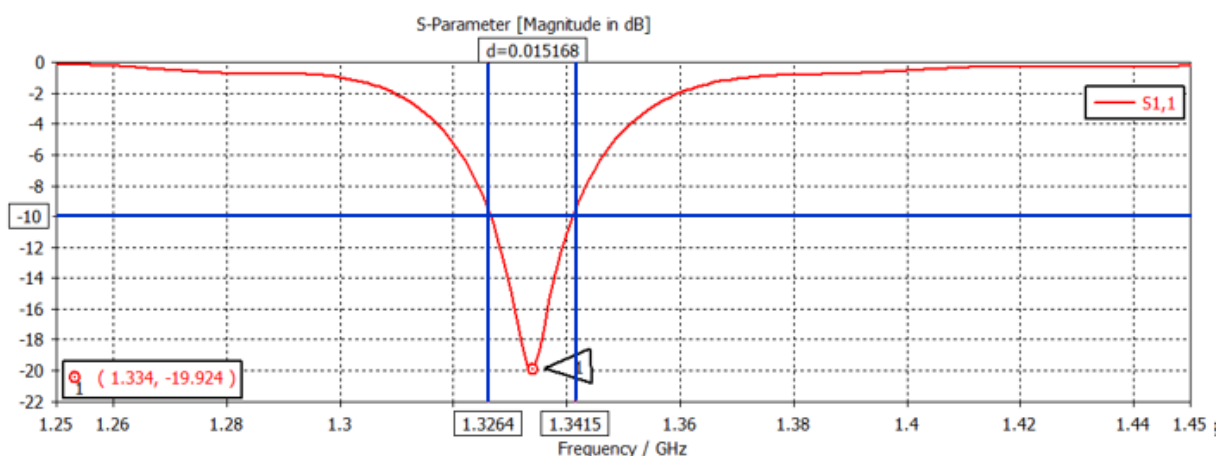


Figura 5.9 - Representação gráfica de $|S_{11}|_{dB}$ em função da frequência para as dimensões da antena planar *single patch* otimizada.

Verifica-se que a antena otimizada melhorou significativamente a largura de banda em relação à antena dimensionada com os valores teóricos. 15.16 MHz para a antena otimizada e para a antena teórica 8.41 MHz.

Na figura (5.10) podemos ver as características de radiação no plano E ($\phi=0$) e H ($\theta=90$). A antena apresenta um ganho de 5.44 dB, uma largura de feixe a meia potência ou -3 dB (HPBW) de 95.4° , no plano E, e no plano H cerca de 126.1° .

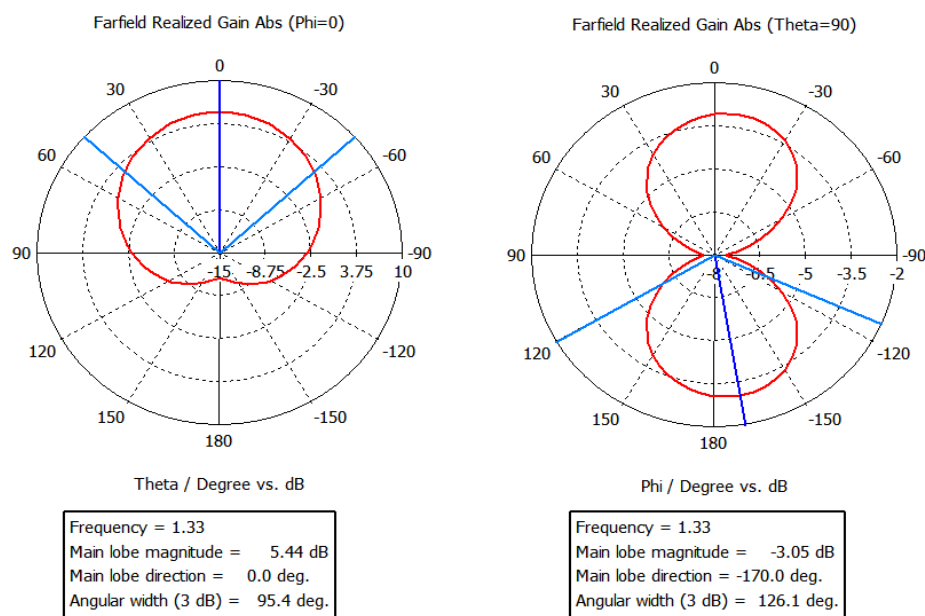


Figura 5.10 - Representação polar do diagrama de radiação da antena *single patch* otimizada no plano E e H

Na figura (5.11) está representado o diagrama 3D para a frequência de 1.33 GHz, visualizando-se que a antena possui um ganho de 5.44 dB, que vai de encontro com os resultados teóricos.

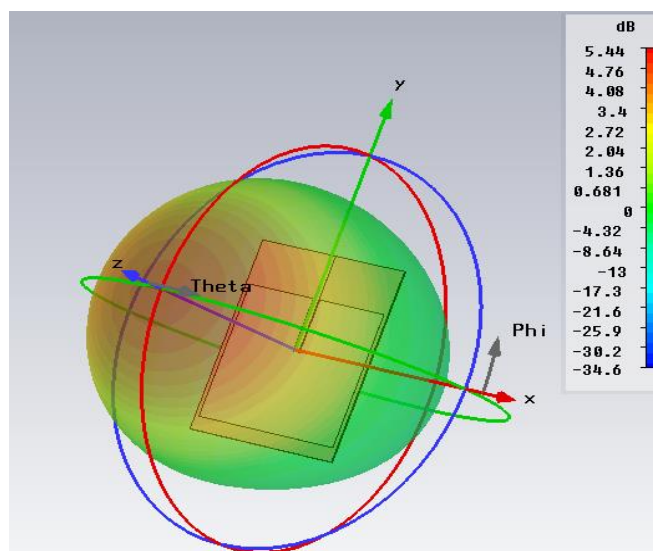


Figura 5.11 - Representação 3D do diagrama de radiação da antena *single patch* otimizada

5.3 Antena P-ESPAR

Um agregado de antenas pode ser constituído por dois ou mais patches com a finalidade de melhorar certas características desejadas, como por exemplo a largura de banda, a diretividade e o ganho que não podem ser melhoradas com apenas um elemento isolado. Em [17] é referido que o agregado de antenas concentra a potência radiada numa área menor, o que se traduz num aumento da diretividade da antena. Além deste parâmetro é mencionado conjuntamente que o ganho e a largura de feixe a meia potência (HPBW) são também melhorados.

Contudo, o agregado de antenas por si só não é capaz de realizar as especificidades da antena inicialmente proposta, ou seja, é necessária uma antena reconfigurável com capacidade de poder modificar a direção do feixe principal para a direção pretendida sem alterar os requisitos operacionais mencionados no capítulo 1. Neste sentido nesta secção será apresentado e desenvolvido do projeto da tese de mestrado, a antena P-ESPAR.

A antena P-ESPAR consiste num agregado de três elementos patch, o elemento ativo corresponde ao patch central, excitado através de uma linha microstrip semelhante ao caso anterior da antena apenas com um elemento. Os dois patches designados parasitas têm dimensões idênticas ao elemento ativo e encontram-se dispostos de cada lado do elemento central. O acoplamento mútuo que existe entre os patches é controlado com recurso a quatro díodos varicap.

Os díodos varicap introduzem reactâncias capacitivas que variam consoante a tensão polarização inversa aplicada nos terminais dos díodos. Este fenómeno permite o ajuste do acoplamento mútuo entre os *patches* que se traduz numa alteração do comprimento efetivo (L) da antena, ou, do comprimento efetivo dos dois *patches* parasitas. Esta alteração manifesta-se na variação das amplitudes e fases da corrente dos elementos parasitas em relação ao elemento ativo que por sua vez faz variar a inclinação do feixe principal[32]. O comprimento efetivo (L) da antena é um parâmetro determinante na frequência de operação e no diagrama de radiação da antena como se pode verificar na figura (5.6). De seguida será apresentado o diódo *varicap* de forma geral, e depois concretamente o diódo *varicap* BB833, escolhido para a simulação e construção da antena.

5.3.1 Díodo varicap

O diódo *varicap* é um diódo semicondutor cuja característica principal é apresentar uma capacidade variável em função da tensão de polarização inversa. Na figura (5.12) (a) e (b) estão representadas o símbolo eletrónico e o circuito equivalente do diódo *varicap*, respetivamente.

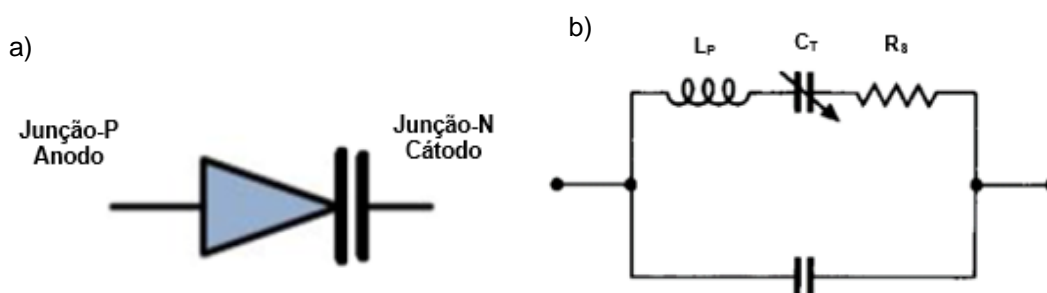


Figura 5.12 – a) Símbolo eletrónico do diódo *varicap* b) Circuito equivalente do diódo *varicap*[26]

Onde R_s é a resistência intrínseca do díodo, C_T a capacidade junção, L_p a indutância do díodo e C_p a capacidade do díodo. Dado que $C_p \ll C_T$ o circuito pode ser reduzido num circuito RLC em série.

Para efeitos de simulação e posteriormente na construção da antena foi escolhido o díodo *varicap* BB833 da *infineon* por ter uma grande capacidade de *ratio* ($\frac{C_{1V}}{C_{28V}} = 12.4$) [33], ou seja, para alcançar capacidade de junção (C_T) máxima, esta varia 12.4 vezes. No gráfico da figura (5.13), extraído da referência do díodo BB833 [33] está representado a capacidade de junção do díodo em função da tensão de polarização inversa aplicada.

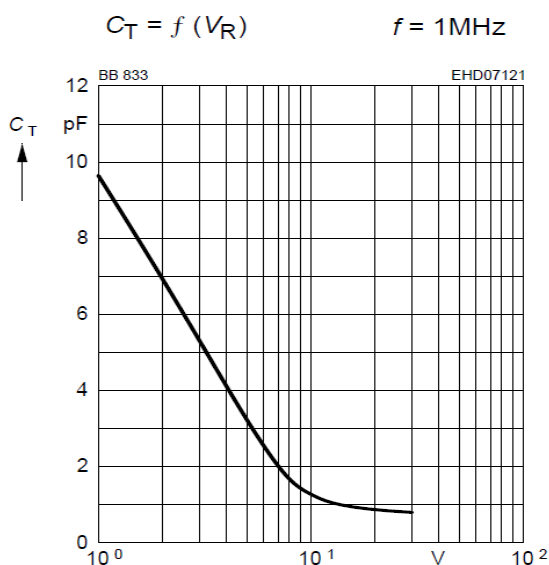


Figura 5.13 – Variação da capacidade de transição da junção (C_T) em função tensão polarização inversa no díodo (V) [33]

Verifica-se que a capacidade (C_T) indicada pelo eixo vertical diminui praticamente de forma linear quando a tensão de polarização inversa aumenta (eixo horizontal). Apresentando um máximo de $C_T = 9.3 \text{ pF}$ que corresponde a uma tensão inversa mínima de $V = 1 \text{ V}$, por sua vez, o máximo de tensão inversa acontece a $V = 28 \text{ V}$ para $C_T = 0.75 \text{ pF}$ [33].

A tabela (5.5) estão representados os valores de alguns parâmetros característicos do díodo *varicap* BB833:

Tabela 5.5 -Características intrínsecas do díodo *varicap* BB833

Capacidade variável	C_T	$0.75 \leq C_T \leq 9.3$
Indutância do díodo	L_p	1.8 nH
Resistência do díodo	R_s	1.8 Ω
Razão das capacidades	$\Delta C_{T1} / C_{T28}$	12.4

Como referido anteriormente o acoplamento mútuo entre os *patches* é realizado por meio de cargas capacitivas variáveis que alteram a frequência de ressonância, a impedância e o diagrama de radiação da antena. Portanto, analisar o comportamento da antena com a adição dos díodos *varicap* é fundamental para perceber como os parâmetros desta variam. Neste sentido é apresentado um modelo de circuito equivalente simples que ajuda a analisar este comportamento.

5.3.2 Representação do circuito equivalente

O modelo de circuito equivalente da antena planar sem os díodos pode ser representado por um circuito equivalente RLC em paralelo, como ilustrado na figura (5.14)[34]. Para determinar os valores de L e C uma das formas é através da simulação de onda completa dos campos eletromagnéticos próximos no programa CST MWS. L e C representam a energia magnética e elétrica armazenada pelo circuito na ressonância. A capacidade dos díodos *varicap* é representada como uma associação das capacidades em paralelo dos dois díodos posicionados entre os *patches* ($2C_T$) como representado na figura (5.14).

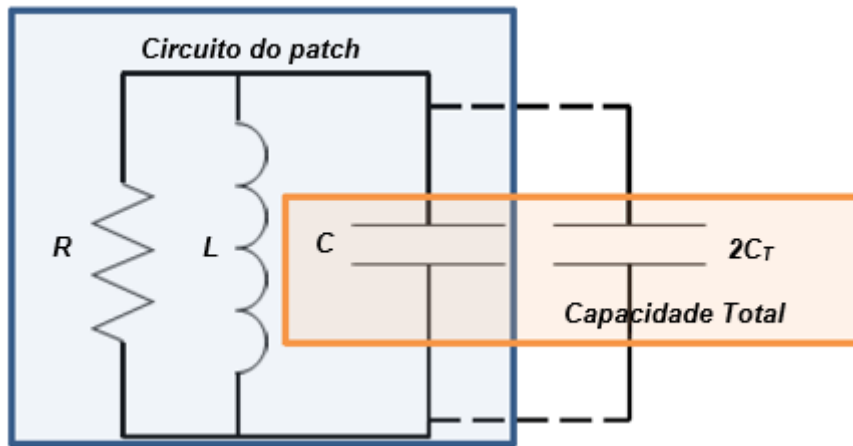


Figura 5.14 - Circuito equivalente da antena planar com os díodos *varicap*

A frequência de ressonância (f_0) do circuito sem o díodo, ou seja, com o circuito descarregado, é dada pela equação (5.1) e ocorre quando a energia magnética e elétrica são iguais [34]:

$$2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (5.1)$$

Como consequência do carregamento das capacidades dos díodos *varicap* a capacidade do circuito torna-se a combinação de C em paralelo com $2C_T$.

Neste caso a frequência de ressonância (f_c) do circuito é dada por[34]:

$$2\pi f_c = \frac{1}{\sqrt{L(C + 2C_T)}} \quad (5.2)$$

Dado que o valor de C_T é conhecido e f_c pode ser facilmente determinado por meio de uma simulação de $|S_{11}|$ utilizando o CST MWS o valor de C pode ser calculado por [34]:

$$C = \frac{2C_T}{\left(\frac{f_0}{f_c}\right)^2 - 1} \quad (5.3)$$

O valor da capacidade C_T depende da localização do díodo *varicap* na estrutura da antena planar como se irá verificar posteriormente. Como representado na figura (5.15) os podem variar a sua posição segundo (O).

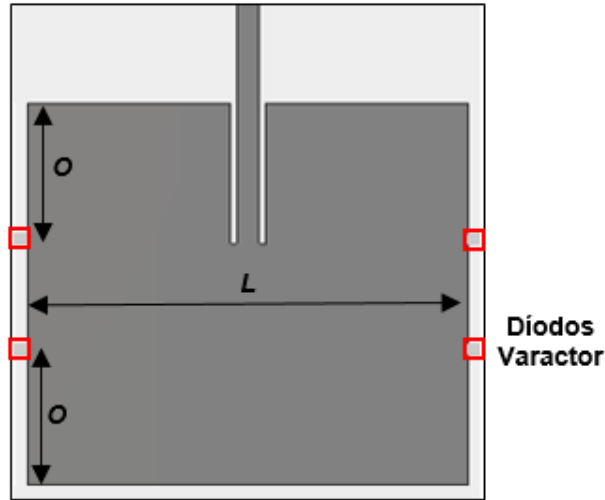


Figura 5.15 - Antena planar com os díodos posicionados na lateral

A amplitude da tensão de polarização inversa aplicada no díodo indica a energia reativa que o circuito ressonante armazena (C). Porém esta varia sinusoidalmente em função da posição que o díodo *varicap* ocupa entre na extremidade do *patch* central, ou seja, em relação ao eixo (O) representado na figura (5.15). Este fenómeno acontece devido á alteração do acoplamento mútuo que existe entre os *patches*.

A capacidade efetiva (C_{TEF}) é dada pela seguinte equação[34]:

$$C_{TEF} = C_T \cos^2(\pi g) \quad (5.4)$$

Onde $g = \frac{O}{L}$ é a relação da posição do díodo com o comprimento do *patch*. A posição $O = 0mm$ (início do *patch*) do díodo *varicap* significa que $C_{TEF} = C_T$, no entanto para $O = L/2$ implica $C_{TEF} = 0F$ que se traduz num circuito ressonante sem a influência dos díodos *varicap*.

Pela simulação no programa *CST Microwave Studio* determinou-se a frequência de ressonância ($f_0 = 1.3145$ GHz), ou seja, sem influência dos díodos.

Sabendo f_0 calculou-se o valor de $\sqrt{LC} = 1.21e^{-10}$ com recurso à equação (5.1). Para determinar o valor de C é necessário realizar outra simulação, neste caso o circuito ressonante carregado, isto é, com a influencia dos díodos.

Determinando $f_c = 1.1975$ GHz. Sabendo f_0 e f_c pela equação (5.3) determina-se o valor de $C = 9.7583$ pF permitindo também por substituição na equação (5.2) chegar ao valor de $L = 1.5$ nH. Como referência na simulação considerou-se $O = 0mm$ e $C_T = 1$ pF.

A escolha da posição dos díodos *varicaps* é um fator importante para as especificações que pretendemos na antena, pois estes controlam o acoplamento mútuo entre os *patches*. Este influencia não só a frequência de ressonância da antena como o seu diagrama de radiação.

De seguida está representado na figura (5.16) a simulação do parâmetro $|S_{11}|_{dB}$ variando a posição (O) dos díodos *varicap*.

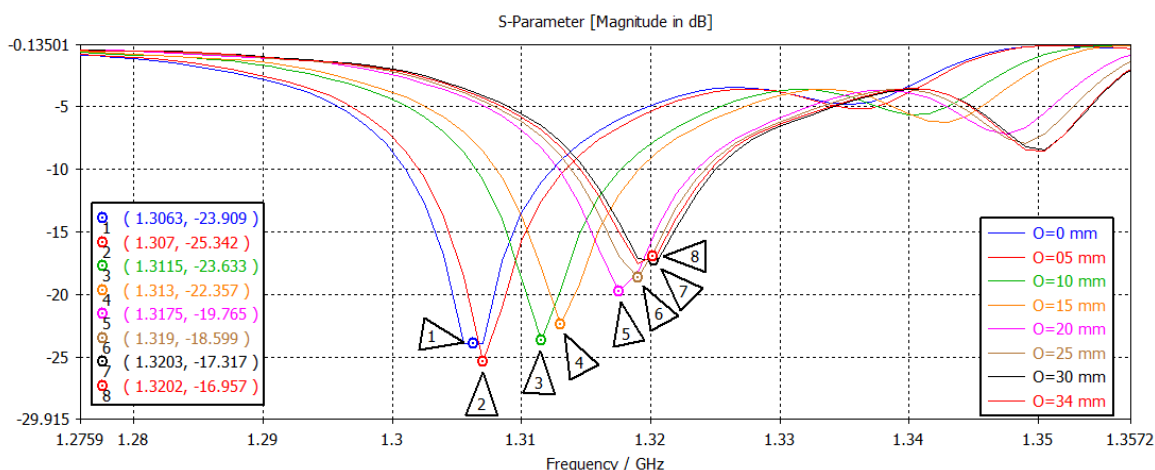


Figura 5.16 - Representação gráfica da variação de $|S_{11}|_{dB}$ para diferentes valores de O.

Analisando o gráfico verifica-se que a frequência de ressonância aumenta com a aproximação dos díodos *varicap*. Para $O = 0 \text{ mm}$ corresponde a $f_c = 1.3063 \text{ GHz}$, enquanto para $O = 34 \text{ mm}$ corresponde a $f_c = 1.3202 \text{ GHz}$. Verifica-se também que parâmetro $|S_{11}|_{dB}$ vai diminuindo para valores de (O) crescentes. Importa referir que as simulações foram realizadas considerando $C_T = 1 \text{ pF}$ que corresponde a aplicar uma tensão de polarização inversa nos terminais dos díodos de aproximadamente 13 V como se pode verificar na figura (5.13). Estas simulações foram realizadas com o intuito de estudar uma primeira aproximação do comportamento da antena com a variação da posição dos díodos (O), pelo que na secção seguinte o valor de C_T não irá ser constante e variar por forma a permitir alcançar certas especificações nomeadamente do diagrama de radiação.

5.3.3 Configuração da antena P- ESPAR

A antena *ESPAR* tem sido explorada e desenvolvida como um método para reduzir o número de elementos de fase necessários num agregado para variar o diagrama de radiação [35].

Projetos de antenas planares *ESPAR* foram utilizadas em[36][37] conseguindo uma maior diretividade para uma estrutura mais simples. Recentemente foi apresentada para aplicações móveis[37]. O projeto consistia numa antena tipo Antena F invertido planar (PIFA), ou seja, consiste num pequeno monopolo de um quarto comprimento de onda como elemento vertical, cuja extremidade está conectada a um fio denominado elemento central formando um elemento em forma de F invertido. Esta antena permitiu largura de banda superior e melhor adaptação da impedância que as antenas planares convencionais. No entanto, os diagramas de radiação nas versões da antena *ESPAR*

possuíam um ganho baixo, além de que o acoplamento mútuo não era controlado. A falta de tal mecanismo provocava uma variação da frequência de ressonância e desadaptação da antena.

Com vista a resolver as deficiências acima indicadas e cumprir os requisitos pré estabelecidos na proposta da tese de mestrado, surge uma nova abordagem da antena planar ESPAR que controla o acoplamento mútuo entre os *patches* através de díodos *varicap*, como já referido.

A configuração da antena P- ESPAR tem em consideração vários parâmetros críticos como a escolha do substrato, as suas dimensões, o método de excitação, a escolha dos díodos *varicap*, o ajuste das reactância capacitivas necessárias para as especificações pretendidas, bem como a posição de acoplamento dos díodos. Este processo de conceção está ilustrado na figura (5.17).

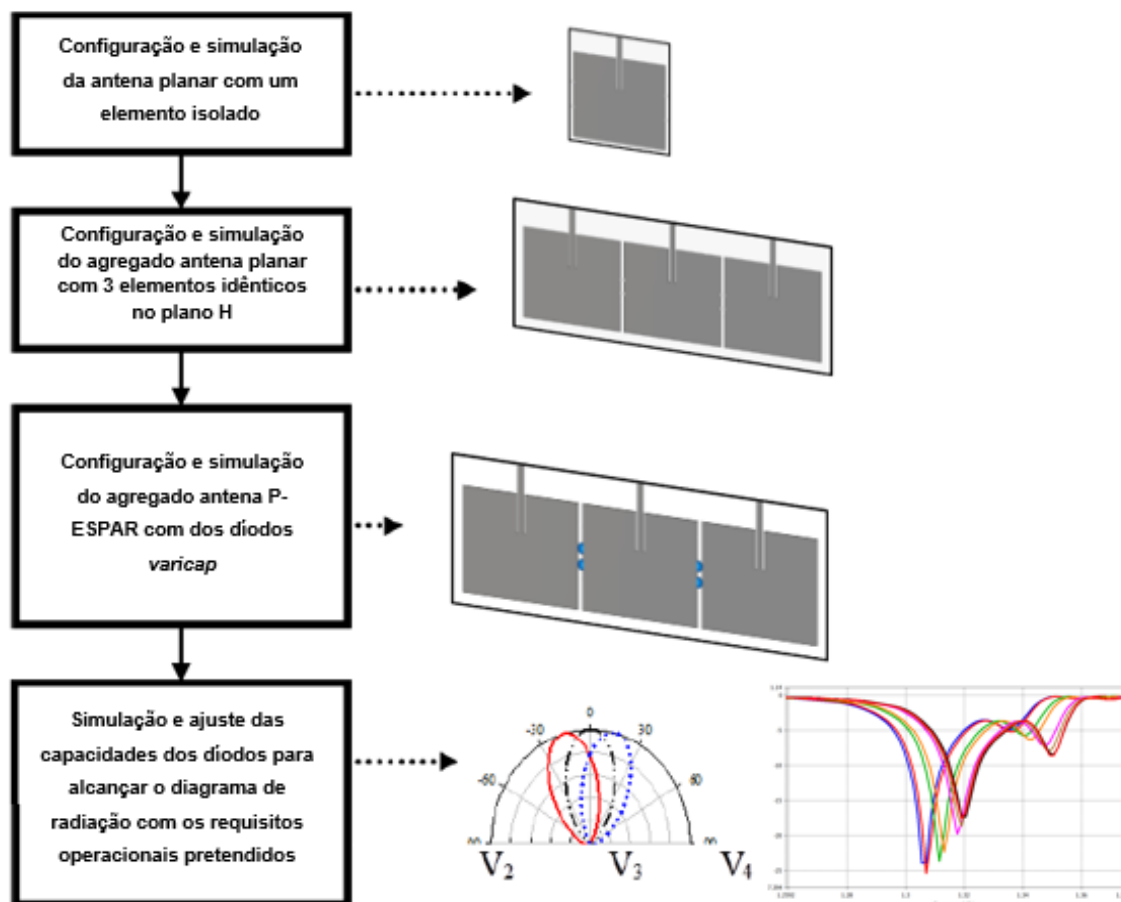


Figura 5.17 - Processo de estudo e desenvolvimento da antena P-ESPAR

A estrutura final da antena é composta por um agregado de três *patches* idênticos posicionados lado a lado, o espaço entre os *patches* corresponde ao comprimento do díodo *varicap* $G=2.5$ mm. O *patch* central é o elemento ativo e os laterais a este, os elementos parasitas. O elemento ativo é excitado através da ferramenta *Wave port* do programa *CST Microwave Studio* já utilizada na antena com o elemento isolado. O substrato da antena é o RT Duroid 5780 com uma espessura de $h=1.575$ mm.

O processo de determinação das dimensões dos elementos da antena P-ESPAR foram realizados de forma semelhante à da antena de apenas um elemento radiante, recorrendo à ferramenta de otimização do programa *CST MWS* designada *Optimazer Transient Parameter*.

As figuras (5.18) e (5.19) representam a concepção final da antena proposta por esta tese de mestrado na perspectiva vista de cima e na lateral, respetivamente. As imagens correspondem ao desenho realizado no programa *CST MWS*.

Figura 5.18 – Planta da estrutura e dimensões da antena P-ESPAR

Figura 5.19 – Alçado da antena P-ESPAR

50

Tabela 5.6 - Dimensões otimizadas da antena P-ESPAR

Largura do patch	W	84.3	mm
Comprimento do patch	L	73.1	mm
Comprimento da antena	L_{ant}	258.9	mm
Largura da linha de microstrip	W_0	4.4	mm
Espessura do substrato	h	1.575	mm
Espessura do plano de terra	h_g	0.0185	mm
Comprimento do díodo BB833	G	3	mm
Posição de acoplamento mútuo do díodo	O	31	mm
Localização do ponto de inset feed	y_0	26.9	mm
Resistência de entrada para o ponto inset feed	$R_{in}(y = y_0)$	50	Ω
	x_0	6.6	mm
	L_f	57.3	mm

5.3.4 Simulação da antena P-ESPAR

O projeto da antena representado nas figuras (5.18) e (5.19) foi simulado através do programa CST MWS para a frequência de operação 1.33GHz. Acompanhando o processo acima indicado na figura (5.17).

Os valores das capacidades dos díodos *varicap* foram ajustadas após inúmeras simulações por forma a encontrar as características ideais que cumprissem os requisitos operacionais para cada situação de configuração do feixe de radiação. A antena P-ESPAR alcançou variações do seu lobo principal de $-25^\circ, -20^\circ, -15^\circ, -10^\circ, -5^\circ, 5^\circ, 10^\circ, 15^\circ, 20^\circ$ e 25° em relação ao seu azimuth de referência (0°) com as especificidades pré estabelecidas. A capacidade variável (C_{T1}) corresponde ao conjunto das capacidades de junção dos dois díodos *varicap* na posição esquerda do *patch* central, enquanto (C_{T2}) corresponde ao conjunto das capacidades de junção dos díodos posicionados no lado direito do *patch* central, como ilustrado na figura (5.18). Para um acoplamento mútuo idêntico em cada um dos *patches* parasitas foi considerado sempre o mesmo valor de capacidade variável nos dois díodos que constituem (C_{T1}) ou (C_{T2}) para evitar dissimetrias no acoplamento mútuo.

As nove configurações de radiação simuladas estão representadas na tabela (5.7).

Tabela 5.7 - Características da antena P-ESPAR para cada configuração de radiação

Direção do lobo principal [°]	Características da antena P-ESPAR						
	Ganho [dBi]	HPBW [°]	f_c [GHz]	$ S_{11} $ [dB]	LB [MHz]	C_{T1} [pF]	C_{T2} [pF]
-25	5.42	44.7	1.31	-27.285	10	1.7	2.4
-20	5.36	41.9	1.307	-23.42	9.65	1.5	2.6
-15	6.79	41.5	1.301	-14.821	9.23	1.1	2.8
-10	4.09	54.3	1.301	-20.028	9.65	2.1	2.7
-5	4.97	60.1	1.315	-23.164	11.4	1.3	2.1
0	5.42	38.5	1.298	-18.771	9.2	2.6	2.6
5	4.96	59.9	1.315	-22.738	11.4	2.1	1.3
10	4.01	54.2	1.301	-19.983	9.65	2.7	2.1
15	6.72	41.4	1.301	-14.896	9.23	2.8	1.1
20	5.28	41.8	1.305	-23.383	10.1	2.6	1.5
25	3.62	44.7	1.31	-26.284	10	2.4	1.7

Analisando a tabela verifica-se que existe simetria nos valores das capacidades variáveis dos díodos *varicap* para cada configuração de feixe de radiação (*beamforming*). Por exemplo para -25° de direção do lobo principal corresponde a $C_{T1}=1.7$ pF e $C_{T2}=2.4$ pF, ao passo que, para 25° os valores das capacidades variáveis são trocados. Este fenómeno ocorre devido á existência de simetria nas dimensões dos *patches*.

Nas figuras (5.20) e (5.21) estão representadas as simulações em simultâneo de $|S_{11}|_{dB}$ em função da frequência para os diagramas de radiação correspondentes ao máximo e mínimo de direção do lobo principal alcançado pela antena.

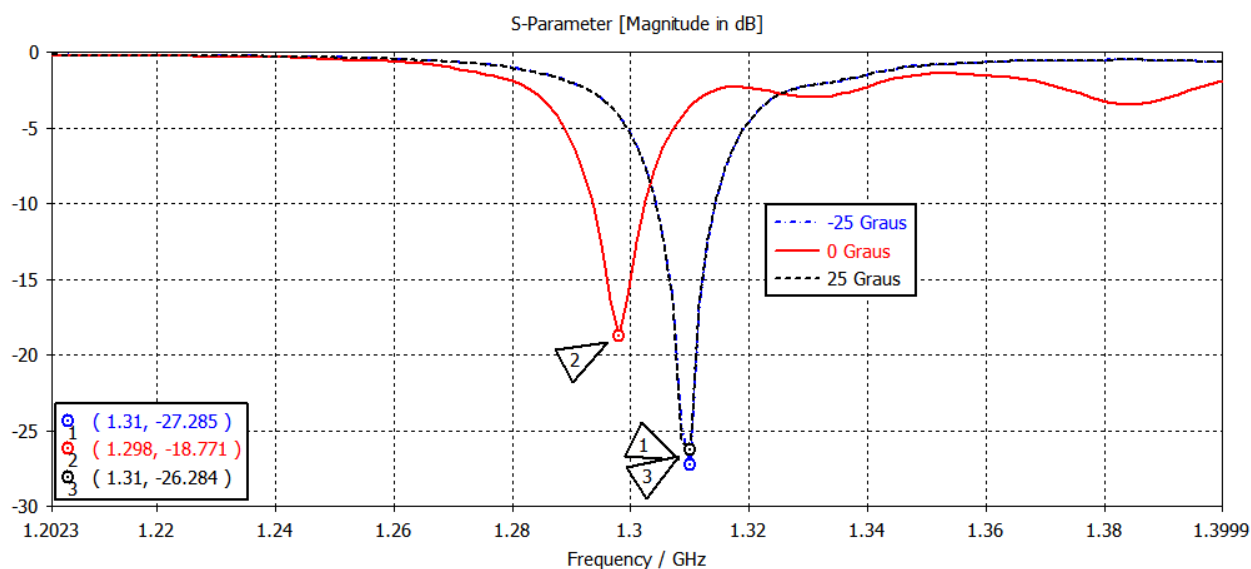


Figura 5.20 - Representação gráfica da variação de $|S_{11}|_{dB}$ para -25°, 0 e 25° em função da frequência

Analisando a figura (5.20) verifica-se que não existem grandes flutuações na frequência de ressonância, ou seja, para 0° corresponde a $f_c=1.298$ GHz, ao passo que, para os valores máximo e mínimo alcançado na variação do lobo principal (-25° e 25°) $f_c=1.31$ GHz existindo consistência dos requisitos operacionais.

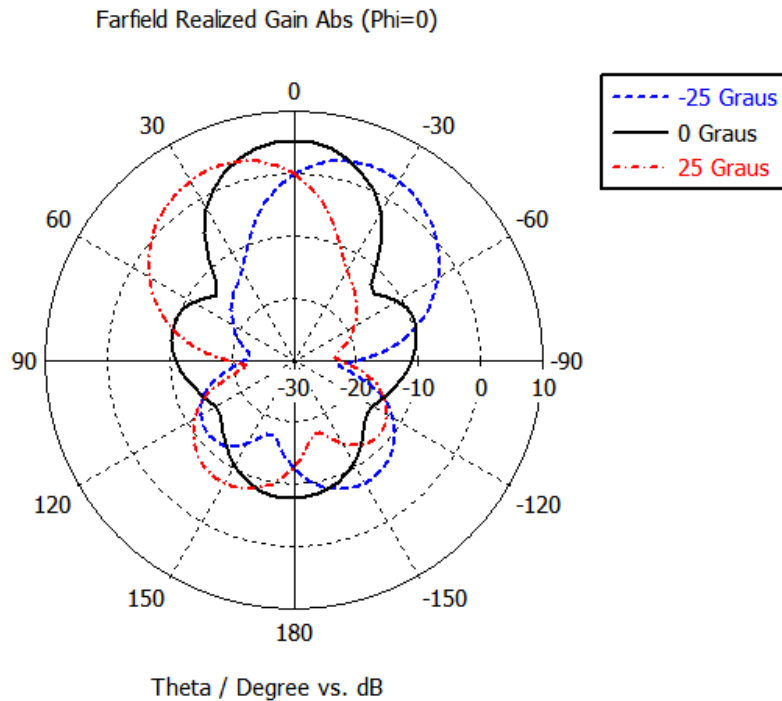


Figura 5.21 - Representação gráfica do diagrama de radiação no plano E para -25° , 0° e 25°

De seguida serão apresentados todas as simulações de $|S_{11}|_{dB}$ e diagramas de radiação correspondentes às configurações de feixe de radiação alcançadas pela antena P-ESPAR.

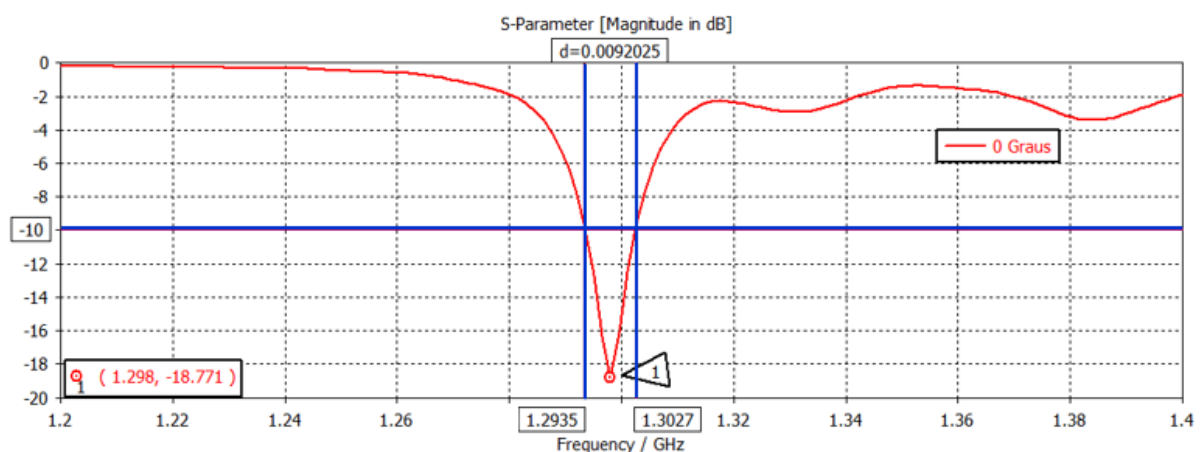


Figura 5.22 - Representação gráfica da variação de $|S_{11}|_{dB}$ para 0° em função da frequência

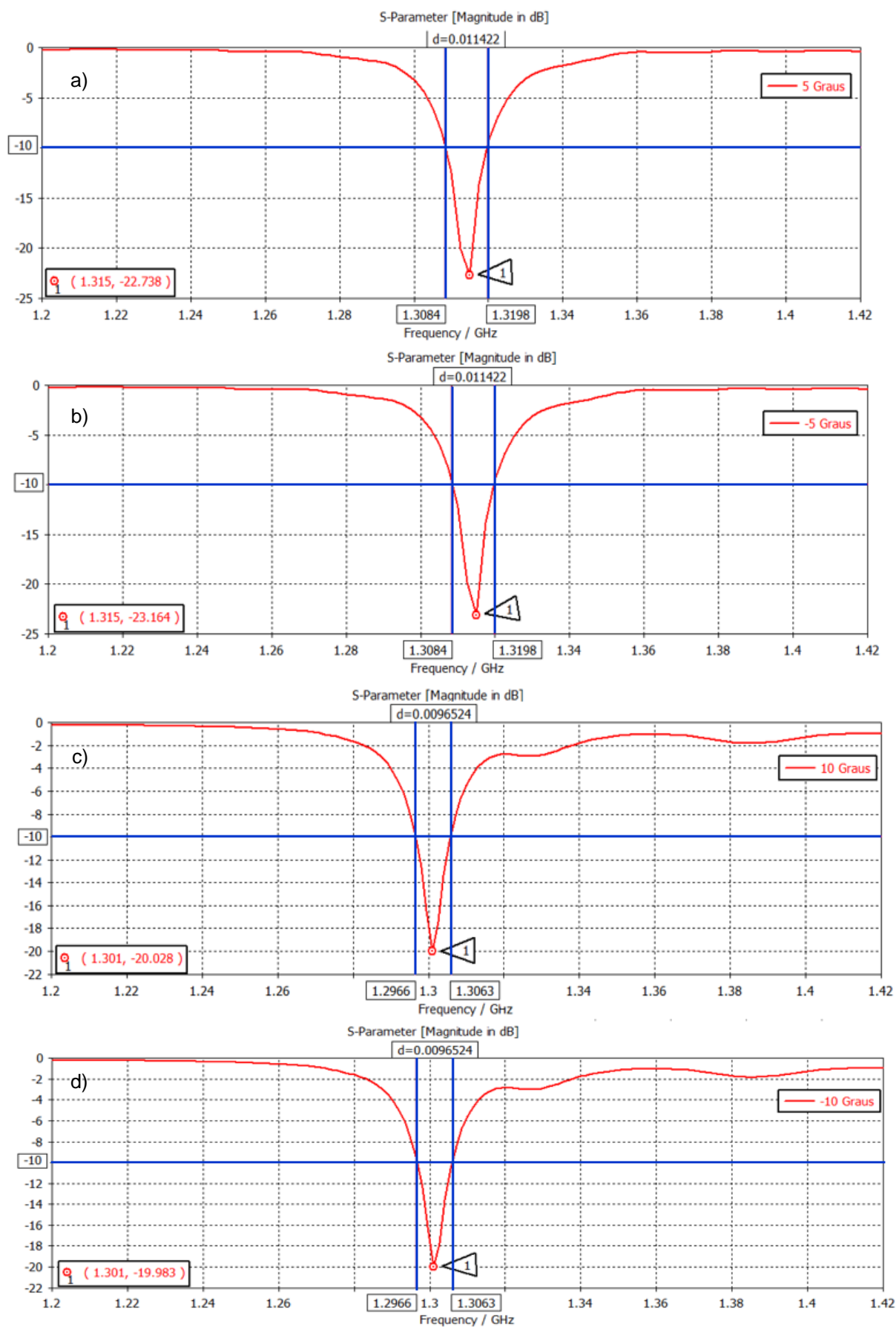


Figura 5.23 - Representação gráfica da variação de $|S_{11}|_{dB}$ em função da frequência para
 a) 5° b) -5° c) 10° e d) -10°

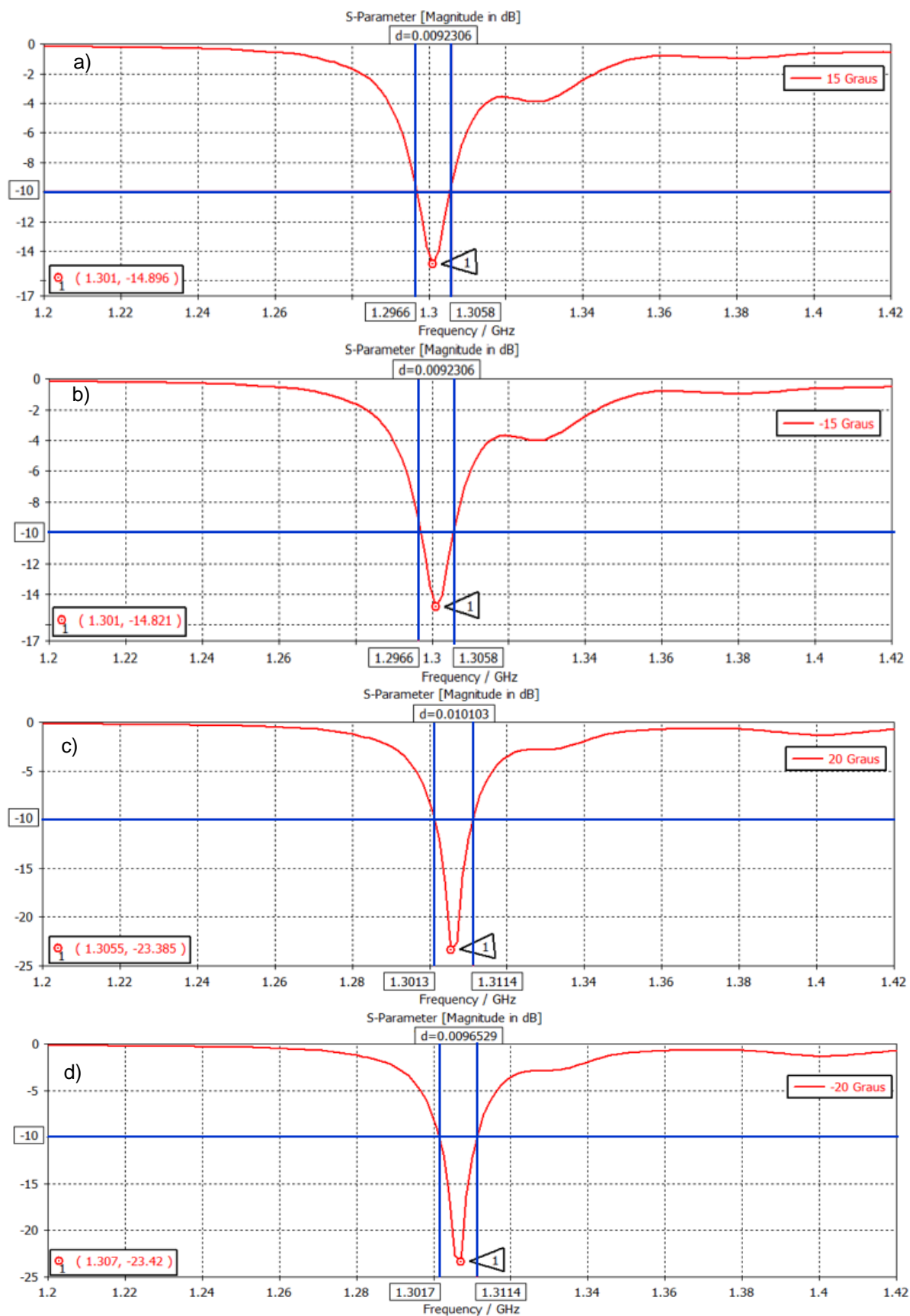


Figura 5.24 - Representação gráfica da variação de $|S_{11}|_{dB}$ em função da frequência para a) 15°, b) -15°, c) 20° e d) -20°

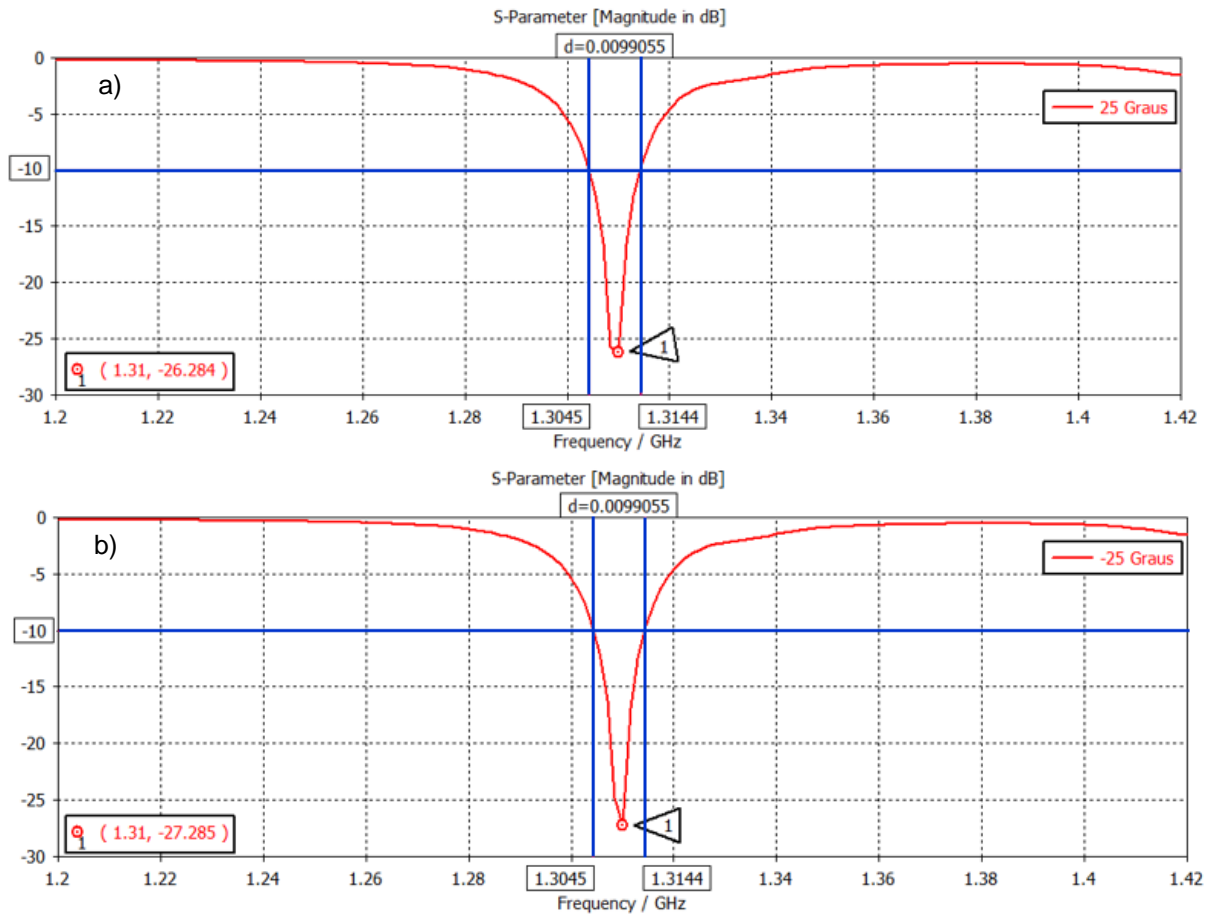


Figura 5.26 - Representação gráfica da variação de $|S_{11}|_{dB}$ em função da frequência para a) 25° e b) -25°

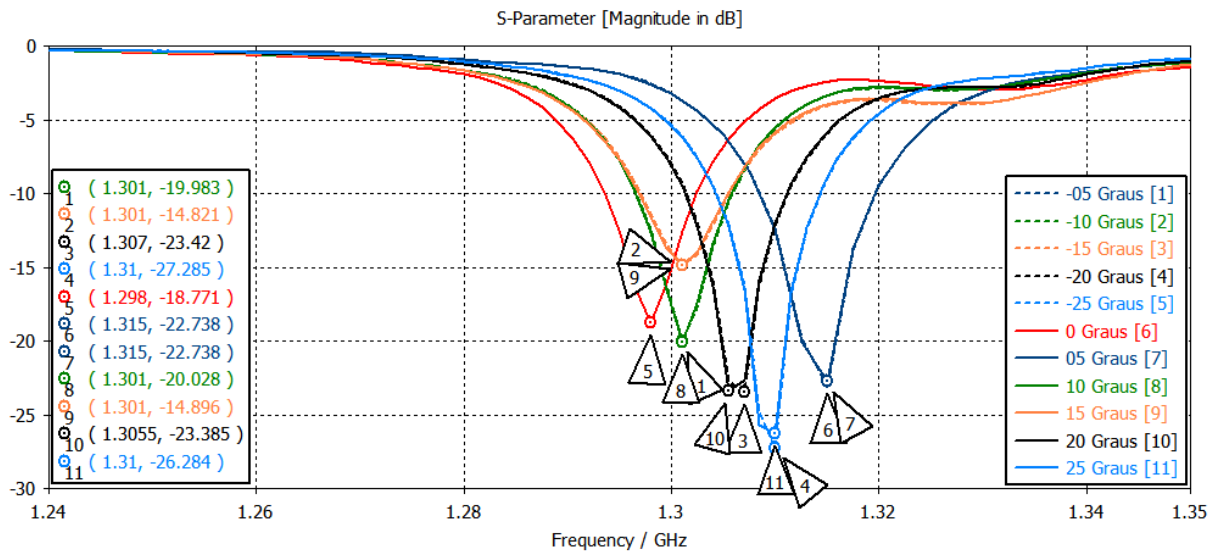


Figura 5.25 - Representação gráfica da variação de $|S_{11}|_{dB}$ em função da frequência para as várias configurações de radiação

Analisando os gráficos de $|S_{11}|_{dB}$ das figuras (5.22) a (5.25) verifica-se que a frequência de ressonância permanece praticamente inalterada e próxima do valor 1.33 GHz. No que se refere à largura de banda todas as configurações de variação do diagrama de radiação da antena P-ESPAR cumprem a especificação de 8.7 MHz proposta pela dissertação de mestrado.

A figura (5.26) representa o gráfico de $|S_{11}|_{dB}$ em função da frequência para as múltiplas configurações de feixe de radiação. Observando o gráfico da figura (5.26) verifica-se que a curva que descreve uma dada direção de feixe é idêntica à curva que descreve a direção simétrica, ou seja, existe simetria no acoplamento mútuo. Isto acontece devido à simetria dos *patches* e das capacidades variáveis, como já referido anteriormente. Seguidamente serão apresentados os diagramas de radiação para cada configuração de radiação da antena P-ESPAR.

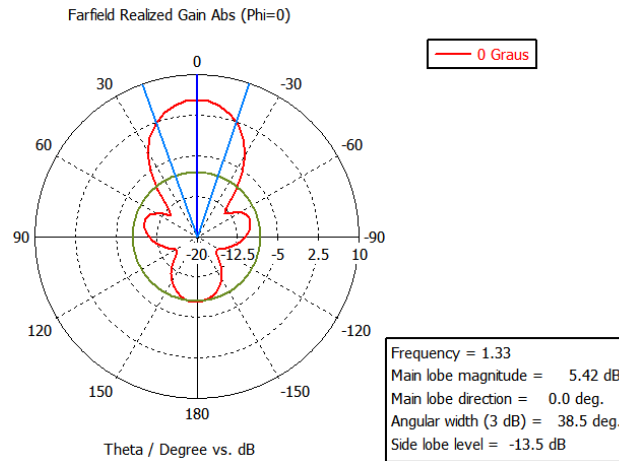


Figura 5.27 -- Representação gráfica do diagrama de radiação no plano E para 0°

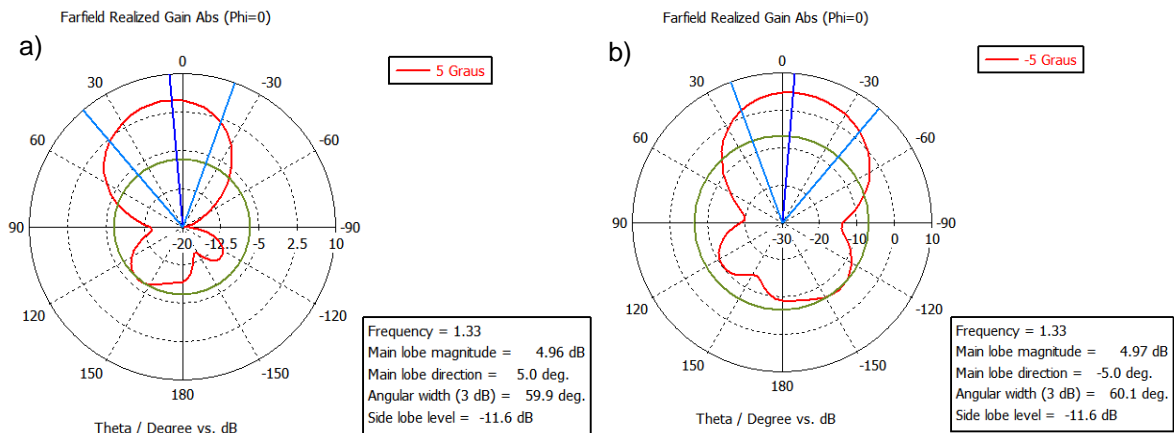


Figura 5.28 - Representação gráfica do diagrama de radiação no plano E para a) 5° e b) -5°

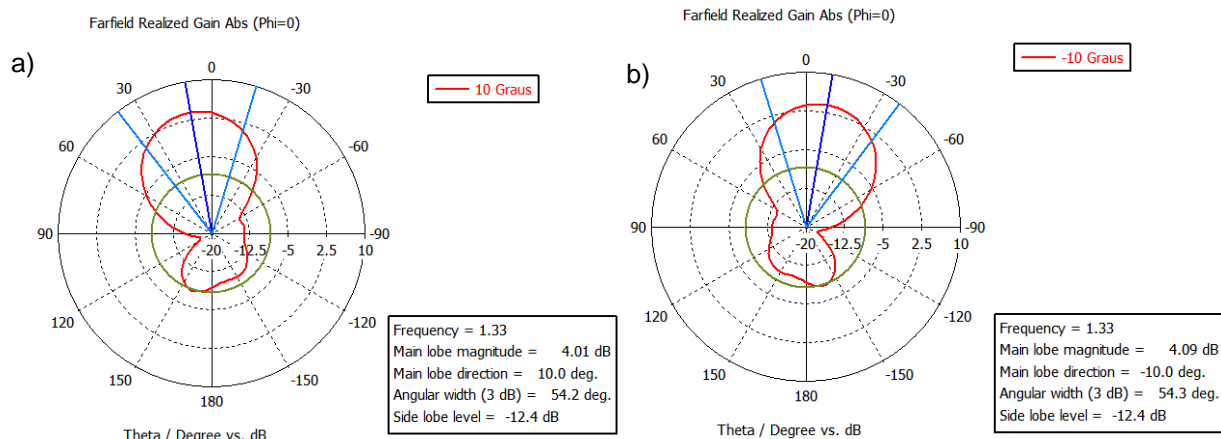


Figura 5.29 - Representação gráfica do diagrama de radiação no plano E para a) 10° e b) -10°

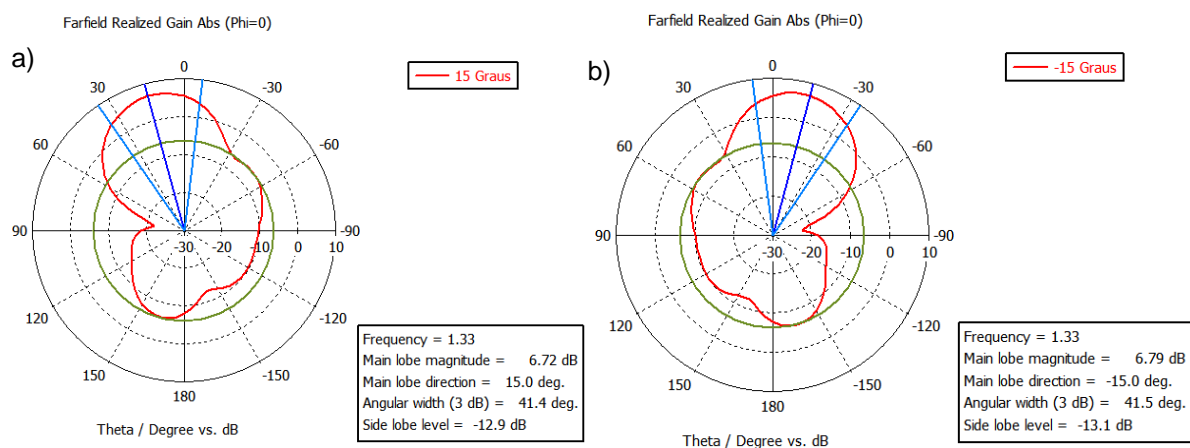


Figura 5.30 – Representação gráfica do diagrama de radiação no plano E para a) 15° e b) -15°

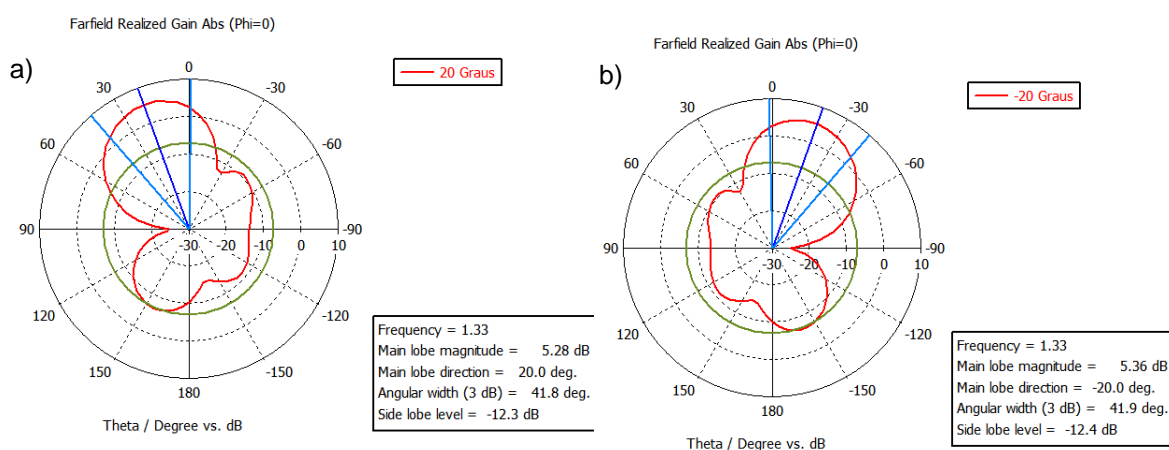


Figura 5.31 – Representação gráfica do diagrama de radiação no plano E para a) 20° e b) -20°

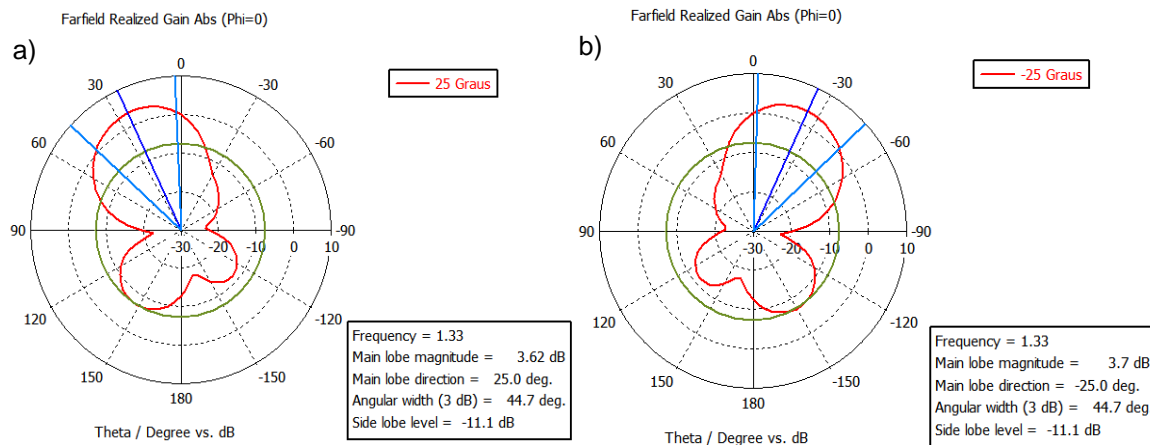


Figura 5.32 - Representação gráfica do diagrama de radiação no plano E para a) 25° e b) -25°

Através dos diagramas de radiação representados pelas figuras (5.27) a (5.32) verifica-se que as características de variação da direção do lobo principal da antena P-ESPAR são atingidas, sendo a direção 15° e -15° correspondente ao seu ganho máximo, que vale 6.72 dB e 6.79dB respetivamente, ao passo que, na direção 25° e -25° o seu ganho corresponde a apenas 3.62 dB e 3.7 dB. O nível de lobos secundários apresenta-se num valor médio de -12 dB sem se observar grandes alterações.

Importa referir que na prática a antena P-ESPAR não apresentará nulos de radiação na face posterior devido à colocação da antena na asa da aeronave, isto é, asa do UAV absorverá a radiação.

5.4 Determinação do Alcance e variação Angular da posição do UAV

Geralmente, a comunicação do UAV é realizada em linha de vista com a estação terrestre. Por vezes a reflexão e dispersão das ondas no solo provoca interferências dos raios diretos com os raios refletidos ou dispersados, alterando o sinal recebido na antena de receção. Neste sentido torna-se necessário efetuar uma análise do alcance de comunicação do UAV, em espaço livre.

A propagação em espaço livre é uma ótima aproximação para estimar ou verificar o alcance de comunicação do UAV com a estação terrestre, dado este, se encontrar em linha de vista com a antena recetora. O modelo não tem em consideração as atenuações referentes às reflexões no solo provocadas pela interferência dos raios diretos com os raios refletidos ou dispersados pelo terreno, nem as atenuações causadas pelos obstáculos presentes no terreno durante a comunicação. As atenuações causadas pela absorção atmosférica são praticamente desprezáveis para a frequência de operação utilizada (1.33 GHz) [38].

O modelo de propagação em espaço livre como anteriormente referido, indica o cenário mais simples e favorável na comunicação entre o UAV e a estação terrestre, ou seja, o UAV está em linha de vista com a antena recetora, fora da presença de quaisquer obstáculos e num ambiente uniforme, homogéneo e isotrópico[38] como representado na figura (5.33). Supõe-se também, que se tem uma onda esférica TEM centrada na antena emissora, e a antena recetora está localizada na zona distante da antena emissora.

Comunicação em linha de vista

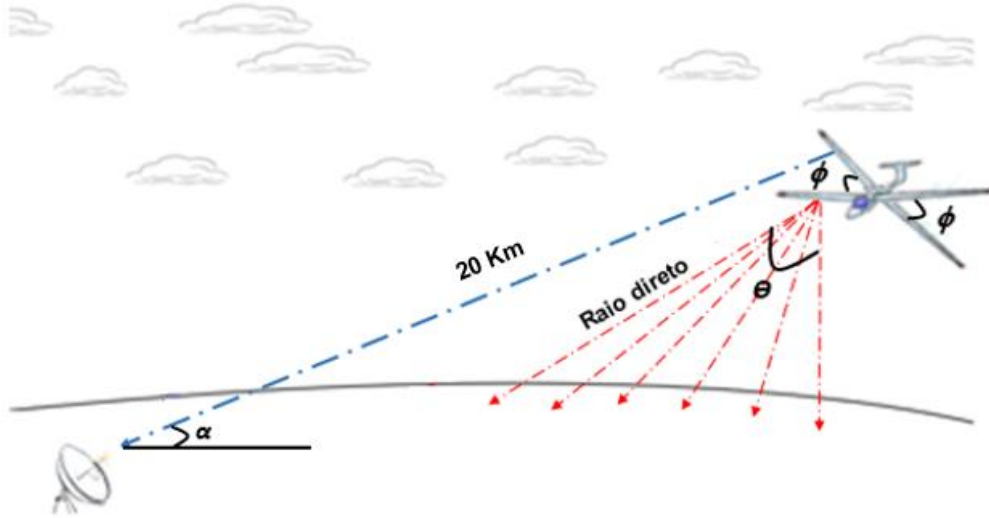


Figura 5.33 - Comunicação do UAV com a estação terrestre em linha de vista

Um modelo matemático simples da propagação de ondas eletromagnéticas em espaço livre é dado pela equação de Friis representada por [38]:

$$\frac{P_r}{P_e} = G_e G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d_a} \right)^2 \quad (5.5)$$

em que (P_e) é a potência de emissão, (P_r) a potência recebida, (G_e) o ganho da antena de emissão, (G_r) o ganho da antena de recepção e (d_a) a distância entre o emissor e o recetor.

Pela equação de Friis percebe-se que em espaço livre a potência entregue à antena recetora depende do inverso do quadrado da distância entre a antena de emissão e de recepção.

A potência recebida é dada pela seguinte equação[38]:

$$P_r = \frac{1}{(4\pi)^2} \left(\frac{\lambda}{d_a} \right)^2 P_e G_r \quad (5.6)$$

A equação de Friis em dB pode ser expressa por:

$$\left(\frac{P_r}{P_e} \right)_{dB} = (G_e)_{dB} + (G_r)_{dB} - 21.984 + 20 \log \left(\frac{\lambda}{d_a} \right) \quad (5.7)$$

Sendo que o termo de propagação em espaço livre em unidades logarítmicas vem dado por[38]:

$$(Lfs)_{dB} = -21.984 + 20 \log \left(\frac{\lambda}{d_a} \right) \quad (5.8)$$

Este modelo é um modelo simples e aproximado, pois existem sempre atenuações provocadas pelo terreno e pela própria atmosfera, embora pequenas dado o cenário apresentado.

A Força Aérea Portuguesa para efetuar a comunicação entre a ET e o UAV possui duas antenas de recepção omnidirecionais, trabalhando em diversidade de espaço, com um ganho de recepção (G_r)

de 3 dB cada antena, podendo ser ainda utilizado uma antena adicional tipo *patch* com ganho de recepção (G_r) de 8 dB. Cada uma das antenas possui uma sensibilidade de -99 dBm e encontra-se a uma altura (h_{ant}) de 3 m do solo. O alcance de comunicação atingido pela FAP situa-se no melhor caso a 20 km em terra e apenas 5 km no mar.

A verificação do alcance de comunicação do UAV com a estação terrestre efetuou-se com base nos diagramas de radiação da antena P-ESPAR simulados anteriormente, representados nas figuras (5.27) a (5.32). A simulação dos diagramas de radiação da antena P-ESPAR indica-nos o ganho da antena de emissão (G_e) para cada variação do lobo principal de radiação da antena conforme as figuras (5.27) a (5.32). Com base na figura (5.33) verifica-se que o alcance da comunicação depende do ângulo de emissão do lobo principal (Θ), da altura do UAV (h_{UAV}) e da variação angular do próprio UAV (ϕ).

Segundo as informações da FAP os UAVs voam a altitudes típicas de 400m, podendo chegar a 800m. Com base nestas informações, realizou-se um estudo do alcance de comunicação alcançado pelo UAV. Partindo das várias configurações do diagrama de radiação da antena P-ESPAR é possível verificar o alcance de comunicação através da equação de Friis (5.7) do modelo em espaço livre. Nota-se que o alcance de raio direto (d_{rd}) sem a inclinação do UAV é determinado facilmente através da relação trigonométrica:

$$d_{rd} = \frac{h_{UAV}}{\cos(\theta)} \quad (5.9)$$

Onde θ corresponde à variação do lobo principal de radiação da antena P-ESPAR colocada no UAV e (h_{UAV}) a altitude ou altura do UAV. Nas tabelas seguintes considerou-se apenas a variação positiva do diagrama de radiação, visto que os valores são praticamente idênticos para o caso negativo como se pode observar nas figuras (5.27) a (5.32). Contudo, o alcance de comunicação dado pelo raio direto apresentado na tabela (5.8) com base na equação (5.9) verifica-se que não é suficiente para atingir os 20 km.

Tabela 5.8 - Alcance de comunicação UAV de raio direto com variação de Θ

<i>Direção do Lobo principal [°]</i>	Altitude do UAV [m]			
	200	400	600	800
0	200	400	600	800
5	201	402	602	803
10	203	406	609	812
15	207	414	621	828
20	213	426	639	851
25	221	441	662	883

Quer isto dizer que se supõe que o UAV está numa posição fixa sem a variação de inclinação que este pode realizar segundo o seu eixo de movimento (ϕ). Para se atingir os 20 km de alcance de comunicação é necessário que o UAV numa fase de emissão de dados se incline para que a antena receptora esteja em linha de vista com a antena P-ESPAR.

A determinação do ângulo de inclinação do UAV (ϕ) necessário para uma situação de linha de vista a uma distância de 20 km pode ser facilmente determinada através da relação trigonométrica da figura (5.33):

$$\alpha = \text{sen}^{-1}\left(\frac{h_{UAV}}{d}\right) \quad (5.10)$$

$$\phi = 180^\circ - 90^\circ - \alpha \pm \theta \quad (5.11)$$

Em que o ângulo (α), dado a distância em causa, é praticamente rasante. Na tabela (5.9) estão representados os valores calculados da inclinação angular do UAV (ϕ) necessária para colocar a antena P-ESPAR em linha de vista com a ET. As equações utilizadas para realizar o cálculo foram a (5.10) e (5.11) com base na figura (5.33).

Tabela 5.9 - Valores de inclinação angular (ϕ) do UAV para as várias configurações de radiação da antena P-ESPAR e varias altitudes de operação do UAV.

Altitude do UAV[m]	Direção do lobo principal [°]					
	0	5	10	15	20	25
200	89,4	84,4	79,4	74,4	69,4	64,4
400	88,9	83,9	78,9	73,9	68,9	63,9
600	88,3	83,3	78,3	73,3	68,3	63,3
800	87,7	82,7	77,7	72,7	67,7	62,7

Através da análise da tabela (5.9), nota-se que para cada configuração de radiação da antena P-ESPAR, a altitude de voo do UAV (h_{UAV}) não é significativa para a variação de inclinação do UAV (ϕ), apresentando apenas uma melhoria de aproximadamente 2°, em relação à altitude mínima e máxima do UAV. Este fenómeno acontece porque a distância de comunicação (20 km) é muito superior à altura de voo do UAV.

Observa-se também que a menor inclinação angular do UAV (ϕ) encontra-se na situação de ($\theta = 25^\circ$) para uma altitude de voo do UAV de 800m, ou seja, na situação de antena P-ESPAR estar a emitir o seu raio direto desviado da sua posição angular de referência (0°) de 25° , como representado no diagrama de radiação da figura (5.32 a) e apresentando um valor de inclinação angular do UAV ($\phi_{(25^\circ)} = 62.7^\circ$).

No entanto, os cálculos anteriormente efetuados não têm em consideração as potências e ganhos de emissão e receção das antenas, bem como, as perdas de propagação em espaço livre. Com a utilização da equação de Friis dada por (5.7), é possível verificar que potência de receção para um determinado alcance tem que ser superior à sensibilidade das antenas de receção, este requisito é fundamental para haver comunicação entre as antenas, pelo que se potência que chega à antena recetora for inferior a -99 dBm não haverá excitação da antena de receção.

Na tabela (5.10) estão representados os cálculos das potências de receção da antena da ET para o caso do ganho de emissão (G_e) máximo e para o caso do ganho de largura de feixe a meia

potência ($G_{e(HPBW)}$). Os cálculos foram realizados para cada configuração do diagrama de radiação da antena P-ESPAR, considerando um alcance de comunicação de 20 km.

Tabela 5.10 – Potências de recepção (P_r e $P_{r(HPBW)}$) para cada configuração de radiação da antena P-ESPAR

Direção do lobo principal [°]	P_e [dBm]	G_e [dBi]	$G_{e(HPBW)}$ [dBi]	G_r [dBi]	HPBW [°]	P_r [dBm]	$P_{r(HPBW)}$ [dBm]
0	30	5.42	2.42	3	38.5	-82.5	-85.5
5		4.96	1.96		60.1	-83	-86
10		4.01	1.01		54.2	-83.9	-86.9
15		6.72	3.72		41.5	-81.2	-84.2
20		5.28	2.28		41.9	-82.7	-85.6
25		3.62	0.62		44.7	-84.3	-87.2

Analisando a tabela (5.10), nota-se que a potência de recepção (P_r) para todos os casos de configuração do diagrama de radiação da antena P-ESPAR para o raio directo é superior á sensibilidade (-99dBm) da antena de recepção. O maximo de (P_r) encontra-se na a configuração de radiação 15°, com um valor de ($P_{r(15^\circ)} = -81.2 \text{ dBm}$), como o ganho de emissão neste caso é o mais elevado ($G_{e(15^\circ)} = 6.72 \text{ dB}$) a potência que chega à antena da ET será a maior. Por outro lado, o mínimo de potência de recepção na ET ($P_{r(25^\circ)} = -84.3 \text{ dBm}$) encontra-se na configuração de 25° do diagrama de radiação da antena P-ESPAR, visto que, o seu ganho de emissão entre todas as configurações apresenta um valor menor ($G_{r(25^\circ)} = 3.62 \text{ dB}$). Observando a tabela (5.10), verifica-se que a o comunicação UAV com a ET é bem sucedida para todas as configurações do diagrama de radiação da antena P-ESPAR.

No entanto, por observação na tabela (5.10), verifica-se também que para as configurações de radiação de largura de feixe a meia potencia (HPBW) os valores de $P_{r(HPBW)}$ são também superiores à sensibilidade das antenas de recepção permitindo o sucesso da comunicação.

Por observação da tabela (5.10), verifica-se que os valores da potência de recepção de largura de feixe a meia potência ($P_{r(HPBW)}$) para todas as configurações de radiação da antena P-ESPAR, são também superiores à sensibilidade das antenas recetoras, possibilitando a comunicação entre as antenas. Isto apresenta uma grande vantagem aerodinâmica em termos de estabilidade de voo da aeronave durante a comunicação, dado que, a inclinação angular do UAV (ϕ) necessária para que o feixe de radiação da antena P-ESPAR esteja em linha de vista com a antena recetora será inferior á situação de emissão de raio directo da antena P-ESPAR.

A determinação da inclinação angular do UAV na situação de (HPBW) (ϕ_{HPBW}) para cada uma das configurações de radiação da antena P-ESPAR das figuras (5.27) a (5.32). Na tabela (5.11) estão representados os cálculos da inclinação do UAV (ϕ_{HPBW}).

Tabela 5.11 – Inclinação angular do UAV (ϕ_{HPBW}) na situação de emissão (HPBW) da antena P-ESPAR

Altitude do UAV [m]	Direção do lobo principal [°]					
	0	5	10	15	20	25
200	70.2	54.4	52.3	53.7	48.5	42.1
400	69.6	53.8	51.8	53.1	47.9	41.5
600	69.0	53.2	51.2	52.5	47.3	40.9
800	68.5	52.7	50.6	52.0	46.8	40.4

Como se pode observar por análise das duas tabelas (5.9) e (5.11), verifica-se que a inclinação do UAV para a situação de raio direto (ϕ) é superior à situação de inclinação do UAV com largura de feixe a meia potência (ϕ_{HPBW}), ou seja, para uma situação de antena P-ESPAR estar a emitir o seu raio direto desviado da posição angular de referência (25°) os valores de inclinação do UAV são para uma situação de raio direto ($\phi_{(25^\circ)} = 62.7^\circ$) e para (HPBW) ($\phi_{HPBW(25^\circ)} = 40.4^\circ$). Isto implica uma diminuição angular de inclinação da aeronave de 22.3° que se traduz numa melhoria significativa da estabilidade de voo.

A curvatura da terra não tem qualquer influência para as altitudes e distância considerada (20 km), pois como pode facilmente verificar-se através da expressão da distância de raio horizonte[38], representada na figura (5.34):

$$d_m = \sqrt{2R_T h_{UAV}} \quad (5.13)$$

onde o raio da terra é $R_T \approx 6400 \text{ km}$. Analisando a equação anterior para o pior caso, ou seja, numa situação do UAV comunicar a uma altitude ($h_{UAV} = 200 \text{ m}$) determina-se que $d_m \approx 50 \text{ km}$. A curvatura da terra só terá influência para a situação de pior caso a uma distância de comunicação de 50 km.

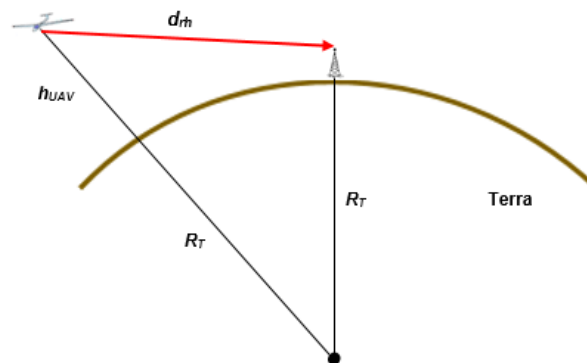


Figura 5.34 – Esquema simples que representa a distância de raio horizonte

5.5 Conclusões

Este capítulo iniciou-se com o estudo e análise da antena planar apenas com um elemento isolado, verificando-se que a escolha do substrato é um parâmetro fundamental que influencia as características de radiação e as próprias dimensões da antena. A constante dielétrica (ϵ_r), a espessura

do substrato e a própria homogeneidade do material são fatores que se devem ter em consideração na escolha do substrato.

A frequência de ressonância e o padrão de radiação da antena estão relacionados com a estrutura e dimensões do *patch*, pelas simulações observou-se que o comprimento efetivo da antena (L) de todos eles é o parâmetro que mais influencia as características acima mencionadas.

A simulação da antena apenas com um elemento é importante para perceber como o comportamento desta varia com a alteração das dimensões.

Posteriormente é apresentado o estudo e dimensionamento da antena P-ESPAR, bem como a influência dos díodos *varicap* no acoplamento mútuo entre os *patches*. Este parâmetro é fundamental para conseguir as características de radiação desejadas, sejam elas os diagramas de radiação, a largura de banda, a impedância ou frequência de ressonância. As características de *beamforming* da antena só são alcançadas com o ajuste das capacidades variáveis dos díodos *varicap*. No decorrer das simulações verificou-se que existe simetria nos diagramas de radiação como representado na tabela (5.7). O valor das capacidades variáveis dos díodos para uma configuração do diagrama de radiação com direção positiva é simétrico aos valores das capacidades variáveis para a configuração do diagrama de radiação na direção negativa. Através das simulações do programa CST MWS verifica-se que antena P-ESPAR é capaz de alcançar variações de -25° a 25° em relação ao seu azimute de referência definido como 0° . Em cada configuração de *beamforming* todos os requisitos pré estabelecidos na proposta da tese de mestrado são cumpridos, ou seja a largura de banda é superior a 8.7 MHz havendo apenas um desvio da frequência de ressonância no pior caso na ordem dos 3%.

Por fim é realizado um estudo da determinação do alcance de comunicação UAV para num ambiente considerando sempre linha de vista entre as antenas emissora e o recetora.

O modelo considerado foi o modelo propagação em espaço livre dado existir no cenário considerado tanto teórico como real linha de vista na comunicação UAV. Verifica-se que para todas as configurações do diagrama de radiação da antena P-ESPAR a comunicação é bem-sucedida quer para uma situação de potência de receção que chega à estação terrestre de raio direto ou para uma situação de largura de feixe a meia potência (HPBW). O facto de a comunicação UAV ter sucesso na configuração HPBW implica uma melhoria na estabilidade do UAV, como anteriormente referido, visto que o ângulo de inclinação necessário para colocar a antena P-ESPAR numa situação de linha de vista com a estação terrestre a uma distância entre elas de 20 km é reduzida na ordem de 20° , sendo o melhor caso na situação de ($\phi_{HPBW(25^\circ)} = 40.4^\circ$) com o UAV a operar numa altitude de 800m.

Os cálculos foram efetuados segundo as informações da FAP dos valores típicos de altitude a que estas aeronaves operam, considerando a distância entre o UAV e a estação terrestre 20 km, que é segundo a FAP o alcance máximo em terra atingido até agora. Verifica-se ainda que as potências de receção se encontram no pior caso ($P_{r(HPBW\ 25^\circ)} = -84.2\ dBm$) indicando ainda uma margem de potência positiva em relação à sensibilidade ($-99\ dBm$) das antenas recetoras. Isto significa que a antena P-ESPAR consegue alcances superiores aos 20 km em terra.

Conclui-se deste modo o capítulo, referindo que a antena P-ESPAR cumpre os requisitos estabelecidos de largura de banda e frequência de operação para a comunicação de vídeo entre o UAV e a estação terrestre. Com a antena P-ESPAR houve uma melhoria no alcance de comunicação tanto

em terra como em mar, além desta antena poder variar o seu lobo de radiação principal de -25° a 25° . Indicando uma melhoria de estabilidade aerodinâmica na transmissão de dados entre a estação terrestre.

Capítulo 6

6 Projeto da antena P-ESPAR

6.1 Introdução

Neste capítulo será apresentado o projeto da antena P-ESPAR constituído pelas vistas frontal, lateral e traseira da antena com as respetivas dimensões. O projeto foi realizado através do programa de desenho CAD 3D, designado Solidworks. Os pontos que definiam a antena no programa CST MWS foram importados para o programa Solidworks facilitando o desenho da antena. As dimensões apresentadas estão numa escala milimétrica. Além da antena P-ESPAR é desenhado no Solidworks um perfil da asa do UAV com as dimensões medidas durante uma reunião com militares da FAP. Este desenho apresenta-se na última imagem deste capítulo. A imagem foi realizada no Solidworks com dimensões reais indicando o objetivo final desta dissertação de mestrado.

6.2 Configuração da antena P-ESPAR

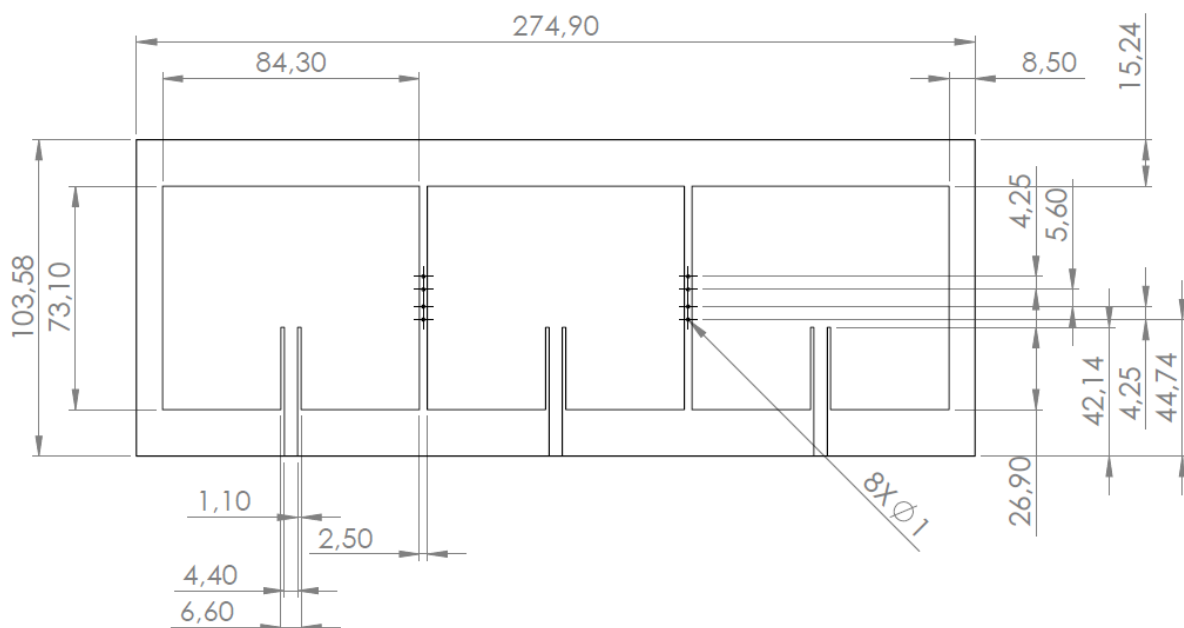


Figura 6.1 – Representação do *Layout* frontal da antena P-ESPAR

Na figura (6.1) está representado o *layout* frontal da antena P-ESPAR, como se pode observar na figura existem 8 furos de 1 mm de diâmetro. Estes furos indicam a passagem dos fios condutores responsáveis por polarizar inversamente os díodos *varicap*. Os díodos estão colocados entre os furos por forma a evitar futuras interferências entre os fios condutores, ou seja, considerando um diódo *varicap* o furo inferior a este, faz a ligação ao seu cátodo, enquanto o furo superior faz a ligação ao ânodo.

Na figura (6.2) está representado o *layout* lateral da antena P-ESPAR. Devido á escala na figura (6.2) o plano de terra e os *patches* não se conseguem observar, por esta razão são apresentados os detalhes A e B numa escala de 50:1. O detalhe A representa a ampliação em escala no ponto A, observando-se que o item 3 indica o *patch* e o item 2 o substrato dielétrico. Enquanto o detalhe B representa a ampliação em escala do ponto B, onde o item 2 indica o substrato dielétrico tal como no detalhe A e o item 1 o plano de terra.

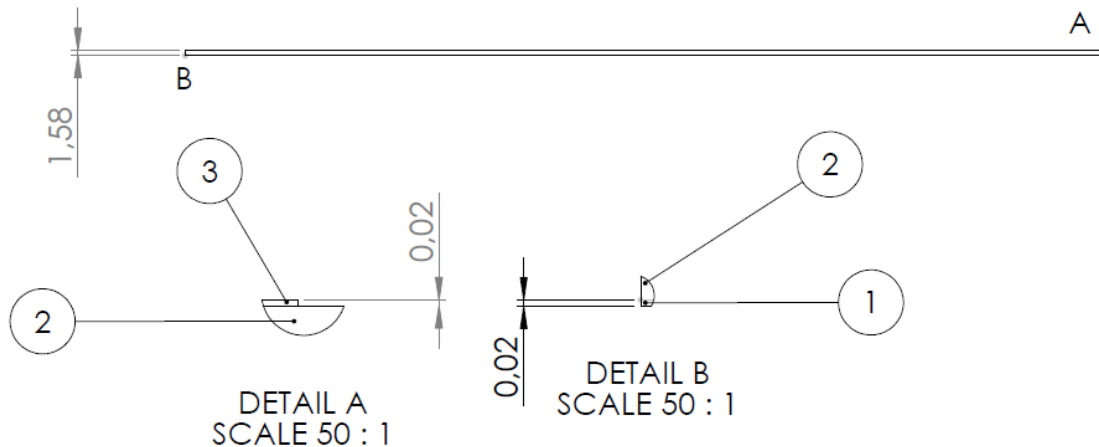


Figura 6.2 - Representação do *Layout* lateral da antena P-ESPAR com os respectivos detalhes A e B

Na figura (6.3) está representado o *layout* traseiro da antena P-ESPAR constituído pelos furos também observáveis na figura (6.1), observa-se que os furos contêm uma circunferência centrada em cada ponto central dos furos com diâmetro de 3 mm. Neste local que rodeia os furos não existe plano de terra por forma a evitar interferências dos fios condutores com o plano terra.

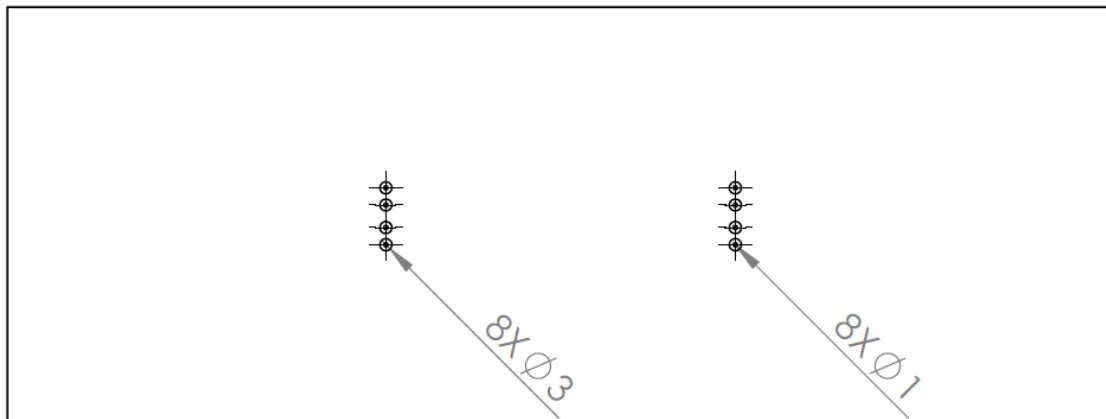


Figura 6.3 - Representação do *Layout* traseiro da antena P-ESPAR

Na figura que se segue (6.4) está representada a realização da imagem com o detalhe e dimensões reais da asa do UAV e da antena P-ESPAR.



Figura 6.4 – Fotografia realizada pelo programa Solidworks numa escala real representando a asa do UAV com a antena P-ESPAR colocada.

Capítulo 7

7 Análise de resultados e conclusões

7.1 Introdução

A presente dissertação teve como principal objetivo o estudo e projeto de uma antena planar que permitisse melhorar a comunicação entre o UAV e estação terrestre, no âmbito do projeto PIVANT desenvolvido pela Força Aérea Portuguesa. A antena tinha que apresentar determinadas características, tais como: ser robusta, ter dimensões reduzidas, ser leve e ter um ganho elevado com a capacidade de controlar a direção do feixe principal de radiação. Neste capítulo é apresentada uma síntese geral das conclusões realizadas ao longo da execução da dissertação, bem como os objetivos cumpridos. As simulações eletromagnéticas das características da antena efetuadas ao longo do trabalho foram realizadas com recurso ao programa de simulação CST MWS e o desenho do projeto com recurso ao programa de modelação de imagem Solidworks. Neste capítulo são ainda apresentadas as contribuições originais e propostas de trabalho futuro.

7.3 Considerações Finais

No âmbito militar, a utilização de UAVs é uma ferramenta cada vez mais importante para executar missões de reconhecimento e vigilância, em ambientes por vezes perigosos com elevado risco de perdas humanas.

A FAP no âmbito do projeto PIVANT está a desenvolver plataformas ou a melhorar as já existentes para aumentar a eficiência da utilização de UAVs neste tipo de missões.

Neste contexto, surge no âmbito da presente dissertação de mestrado, o desenvolvimento de um projeto de uma antena que melhore a eficiência da comunicação do UAV com a estação terrestre. Para isso foi necessário estudar e ultrapassar diferentes etapas, que foram documentadas ao longo dos capítulos desta dissertação. O primeiro capítulo trata a primeira etapa onde se efetuou a análise da definição do problema, considerando as dificuldades e limitações na comunicação dos UAVs da FAP.

Após a definição do objetivo (capítulo 2) é fundamental um estudo geral dos meios utilizados atualmente pelos UAVs para concretizar a comunicação, ou seja, é necessário ter conhecimento do tipo de antenas utilizadas por estas aeronaves para dar resposta às limitações de comunicação atuais, nomeadamente, a possibilidade de maiores alcances com capacidade de transmissão de dados superior.

As antenas omnidirecionais possuem um diagrama de radiação que radia em todas as direções assegurando a ligação a 360°, caracterizadas por um baixo ganho, no entanto a sua aplicação na comunicação UAV ainda existe dada a sua construção simples, eficaz a curtas distâncias e baixo custo. A sua implementação para comunicação “*down-link*” não será uma boa opção, uma vez, que se pretende ligação diretiva para realizar uma comunicação de vídeo com alcances superiores e melhorar

o débito binário da ligação. Pelo contrário, as antenas direcionais oferecem elevados ganhos, melhor relação sinal-ruído que permite aumentar a eficiência na comunicação, bem como a capacidade de transmitir com débitos binários mais elevados. No entanto, por vezes certas características de radiação não podem ser alcançadas por uma antena constituída apenas com um único elemento, pelo que a forma de conseguir melhorar as características de radiação desejadas como diretividade, ganho e largura de banda, é através de um agregado de antenas.

Após feita uma análise das necessidades e limitações do uso destas aeronaves não pilotadas considerou-se a antena ESPAR planar (P-ESPAR) a solução mais indicada para melhorar a comunicação dos UAVs, pois apresenta vantagens como dimensões reduzidas, peso reduzido e robustez, podendo ser facilmente colocada na asa do UAV sem alterar aerodinamicamente as suas características normais de voo. Além destas vantagens a antena P-ESPAR apresenta a capacidade de controlo direcional do feixe principal de radiação através do acoplamento mútuo que existe entre os *patches* que constituem o agregado planar através da variação da reactância dos díodos *varicap*. Esta particularidade da antena P-ESPAR permite ao operador de voo do UAV emitir o ganho máximo de radiação segundo uma direção pretendida.

Neste sentido surge o capítulo 4 da dissertação com o intuito de estudar as características estruturais e de radiação das antenas planares.

A principal vantagem das antenas planares consiste na facilidade de construção e na possibilidade de originar padrões de radiação adequados, porém estas antenas possuem baixa eficiência e largura de banda estreitas. Existem contudo formas de melhorar estas desvantagens, como por exemplo, a utilização de um substrato dielétrico com espessura maior, que irá originar um fator de qualidade menor, que por, consequência melhora a largura de banda da antena. O aumento da espessura do dielétrico melhora a largura de banda da antena, no entanto as ondas de superfície refletidas no interior do substrato aumentam. Estas ondas superficiais traduzem-se em perdas, uma vez que, a potência entregue à antena perde-se pelo dielétrico, além de poder ser difratada na fronteira do dielétrico alterando o diagrama de radiação.

Portanto, para o desenvolvimento de uma antena planar é importante realizar previamente uma análise das dimensões estruturais e do comportamento da antena. Esta tarefa foi efetuada segundo os métodos analíticos da linha de transmissão e o método da cavidade. Os métodos da linha de transmissão indicam uma primeira aproximação das dimensões da estrutura do *patch*, assim como, a forma para adaptar a antena à impedância desejada. Os métodos de onda completa são complexos matematicamente, sendo posteriormente utilizados por meio de um programa de simulação CST MWS.

Além da importância da análise analítica e posteriormente por meio de simulações utilizando o método de onda completa para o estudo do desenvolvimento da antena é determinante a escolha do método de excitação da antena para a sua adaptação, bem como as suas características.

Dos métodos de excitação apresentados considerou-se o método de excitação da linha de *microstrip* dada a sua facilidade de construção e adaptação da antena através da técnica *inset feed*.

Os métodos de excitação por acoplamento, como o método de proximidade e o método de abertura apresentam comportamentos de radiação melhores que os métodos de contacto onde o método da linha *microstrip* se enquadra. Estes métodos de acoplamento utilizam dois substratos

dielétricos com um plano condutor no meio a isolar a linha de *microstrip* do resto da antena, o que implica menor quantidade de radiação espúria, melhor largura de banda e melhor eficiência. No entanto estes métodos de excitação têm um processo de fabricação complexo e caro, podendo apresentar problemas se a união das camadas que constituem os substratos não forem completamente perfeitas.

Posteriormente à realização do estudo das antenas planares convencionais surge no capítulo 5 o desenvolvimento e estudo do projeto da antena P-ESPAR. O estudo iniciou-se com a análise da antena planar apenas com um elemento isolado. Verificando-se que a escolha do substrato é um parâmetro determinante nas características de radiação da antena, ou seja, fatores como a constante dielétrica, a espessura do substrato e o ângulo de tangente de perdas devem ser considerados para as características que pretendemos. Além das características do substrato as dimensões estruturais do *patch* são também determinantes para a escolha da frequência de ressonância e padrão de radiação desejado. Através das simulações do programa CST MWS observou-se que o comprimento efetivo do *patch* de todos os parâmetros analisados é o que mais influencia as características da antena, principalmente a frequência de ressonância. A simulação da antena com um elemento isolado é importante para compreender como o comportamento desta varia consoante as alterações estruturais da antena. Após esta etapa inicia-se o desenvolvimento do agregado de antenas que constituirá a antena P-ESPAR com as dimensões dos *patches* idênticas à do *patch* da antena com um elemento. No entanto verificou-se que o agregado planar estava desadaptado. Para a resolução desta etapa recorreu-se à ferramenta *Optimazer Transient Parameter* do programa CST MWS otimizando as dimensões dos *patches* que se adequavam melhor à frequência de ressonância pretendida (1.33 GHz).

Contudo, o agregado de antenas por si só não é capaz de realizar as especificidades da antena inicialmente proposta, ou seja, é necessária uma antena reconfigurável com capacidade de poder modificar a direção do feixe principal para a direção pretendida sem alterar os requisitos operacionais exigidos na comunicação do UAV da FAP. Neste sentido, surge a necessidade de estudar o díodo *varicap* e a forma como ele, sendo polarizado inversamente, irá alterar o acoplamento mútuo entre o elemento ativo e os elementos parasitas, e por consequência a frequência de ressonância, a impedância e o diagrama de radiação da antena. Este acoplamento mútuo entre os *patches* é realizado por meio de cargas capacitivas variáveis, que dependem da tensão de polarização inversa aplicada aos díodos. Verificou-se que a capacidade (C_T) depende da localização do díodo *varicap* na estrutura da antena planar, tendo sido realizadas várias simulações por forma a otimizar esta posição do díodo.

Portanto, a configuração da antena P-ESPAR tem em consideração vários parâmetros críticos como a escolha do substrato, as suas dimensões, o método de excitação, a escolha dos díodos *varicap*, o ajuste das reactância capacitivas necessárias para as especificações pretendidas, bem como a posição de acoplamento mútuo nos díodos.

As características de variação do diagrama de radiação da antena P-ESPAR que cumprem os requisitos operacionais como frequência de ressonância, $|S_{11}|$, e largura de banda só são alcançadas com o ajuste das capacidades variáveis dos díodos *varicaps*. Os valores das capacidades dos díodos *varicap* foram ajustadas após inúmeras simulações por forma a encontrar as características ideais que cumprissem os objetivos para cada situação de configuração do feixe de radiação. A antena P-ESPAR alcançou variações do seu lobo principal de $-25^\circ, -20^\circ, -15^\circ, -10^\circ, -5^\circ, 5^\circ, 10^\circ, 15^\circ, 20^\circ$ e 25° em relação ao

seu azimute de referência (0°) com as especificidades pré-estabelecidas. Para um acoplamento mútuo idêntico em cada um dos *patches* passivos foi considerado sempre o mesmo valor de capacidade variável nos dois díodos que constituem (C_{T1}) ou (C_{T2}) para evitar assimetrias no acoplamento mútuo. Verificando-se de forma idêntica, que o lobo principal de radiação para a variação positiva é simétrico ao lobo principal de radiação para a variação negativa, ou seja, um certo valor das capacidades variáveis dos *varicaps* para um dado lado dos díodos posicionados entre os *patches*, por exemplo, para alcançar 25° , corresponde ao simétrico do valor dessas mesmas capacidades variáveis nos *varicaps* para -25° .

Após a fase de projeto, existe a necessidade de verificar se o alcance de comunicação da antena P-ESPAR atinge o alcance máximo conseguido pela FAP considerando sempre linha de vista entre as antenas emissora e recetora.

Verifica-se que para todas as configurações do diagrama de radiação da antena P-ESPAR que a comunicação é bem-sucedida quer para uma situação de potência de receção que chega à estação terrestre de raio direto ou por uma situação de largura de feixe a meia potência (HPWB). O facto de a comunicação UAV ter sucesso na configuração HPBW implica uma melhoria na estabilidade de voo do UAV, visto que o ângulo de inclinação necessário para colocar a antena P-ESPAR numa situação de linha de vista com a estação terrestre, a uma distância entre elas de 20 km, é reduzida, na ordem de 20° .

Verifica-se ainda que as potências de receção no pior caso apresentam um valor de ($P_{r(HPBW\ 25^\circ)} = -87.2\ dBm$) indicando ainda uma margem de potência positiva em relação à sensibilidade ($-99\ dBm$) das antenas recetoras. Quer isto dizer que a antena P-ESPAR consegue alcances superiores aos 20 km obtidos.

Todas as configurações do diagrama de radiação da antena P-ESPAR cumprem os requisitos operacionais na comunicação UAV como: largura de banda suficiente (8.7 MHz) e um elevado ganho que possibilita a obtenção de alcances superiores a 20 km.

Conclui-se que para a realização desta dissertação de mestrado foram realizados vários estudos essenciais para o cumprimento dos objetivos propostos.

Além da investigação do levantamento teórico, esta dissertação contou com a utilização do programa CST MWS, essencial para o dimensionamento e otimização da antena P-ESPAR, assim como, para compreensão do comportamento da antena durante o seu desenvolvimento. O programa desenho CAD 3D Solidworks auxiliou no desenho do projeto com as respetivas dimensões (*layout*) da antena P-ESPAR.

Em suma, com a realização desta dissertação adquiriu-se um vasto leque de conhecimentos na área de comunicação nomeadamente, nestes veículos aéreos não pilotados. O projeto da antena P-ESPAR permitiu uma compreensão muito mais detalhada deste tipo de antenas impressas, começando pela antena planar convencional com apenas um elemento radiante bem como um agregado planar reconfigurável. Houve também uma grande aprendizagem e experiência adquirida na utilização de ferramentas de *software*, sejam elas de desenho CAD 3D como o Solidworks, na simulação eletromagnética de antenas planares como o programa CST MWS.

7.4 Contribuições Originais

Esta dissertação constitui um trabalho inovador numa área ainda um pouco inexplorada sobretudo quando aplicada a antenas planares. É a primeira dissertação de mestrado realizada no âmbito de cooperação entre duas entidades no Exército Português e na Força Aérea Portuguesa. A realização do projeto desta antena torna-se um progresso a nível tecnológico, pois a capacidade de controlar a variação do lobo principal de radiação numa estrutura planar robusta, leve e de dimensões reduzidas implica, no âmbito da FAP no projeto PIVANT, voos aerodinamicamente mais eficientes e com capacidade de comunicação mais autónoma. No EP no âmbito do projeto ROVIM pode ser instalada em robôs por forma a melhorar a navegação no terreno.

Após a concretização desta dissertação verificou-se a existência de várias contribuições originais. As próprias características de radiação da antena ESPAR numa estrutura convencional são um tema presente nos dias de hoje nas telecomunicações, dada a sua capacidade de variar o seu diagrama de radiação para uma direção desejada, aumentando a eficiência da ligação. No entanto, estas particularidades de radiação numa estrutura planar, simples de construir, de dimensões reduzidas e baixo peso, tornam as antenas planares com estas características num objeto de estudo importante no mundo das telecomunicações.

Neste sentido o estudo e desenvolvimento do projeto da antena P-ESPAR constitui um trabalho importante e inovador nas antenas inteligentes. Na atualidade a antena P-ESPAR insere-se na tecnologia mais recente, ou seja, nas antenas *adaptive array*, uma vez que permite variar a direção do lobo principal para a direção desejada, o que representa uma melhoria significativa em relação à tecnologia das antenas *switched beam* onde a direção do feixe principal de radiação já se encontra predefinida, podendo esta não ser a direção ótima pretendida.

A configuração da antena P-ESPAR tem em consideração várias características como a escolha do substrato, as suas dimensões, o método de excitação, a escolha dos díodos *varicap*, o ajuste das reactâncias capacitivas necessárias para as particularidades de radiação desejadas, bem como a posição de acoplamento dos díodos, gerando desta forma um acoplamento mútuo otimizado para poder variar e controlar a direção de feixe principal.

7.5 Perspetivas de Trabalho Futuro

A presente dissertação consiste num trabalho que aborda um tema muito recente e inexplorado possibilitando um vasto número de trabalhos que podem a ser desenvolvidos.

Um dos trabalhos que pode ser realizado é a construção física do projeto da presente dissertação de mestrado e a comparação dos resultados com a antena P-ESPAR simulada. Um outro trabalho que pode ser desenvolvido é a criação de uma interface computacional que controle remotamente as tensões de polarização inversa nos díodos *varicap* da antena P-ESPAR.

Durante a fase do estudo e desenvolvimento da antena P-ESPAR várias dificuldades foram ultrapassadas, sendo uma delas crítica, a posição dos díodos *varicap* entre os *patches*. Esta posição influencia o equilíbrio das características da antena, principalmente, na sua adaptação para uma dada frequência de ressonância. Isto significa, que no decorrer da fase de variação das reactâncias

capacitivas dos díodos *varicap* para encontrar uma dada configuração do diagrama de radiação desejada com as características pretendidas, o acoplamento mútuo entre os elementos parasitas alterava a frequência de ressonância da antena P-ESPAR.

Neste sentido, surge como proposta para um trabalho futuro semelhante à dissertação de mestrado apresentada, além da capacidade reconfigurável da antena e mantendo certas características de radiação pretendidas, a capacidade de poder controlar o acoplamento mútuo entre os *patches* através de díodos *varicaps* colocados nas extremidades dos elementos parasitas funcionando como compensadores dos díodos responsáveis pelo acoplamento mútuo. Na figura (7.1) está representado a planta da estrutura do projeto da antena proposta como trabalho futuro.

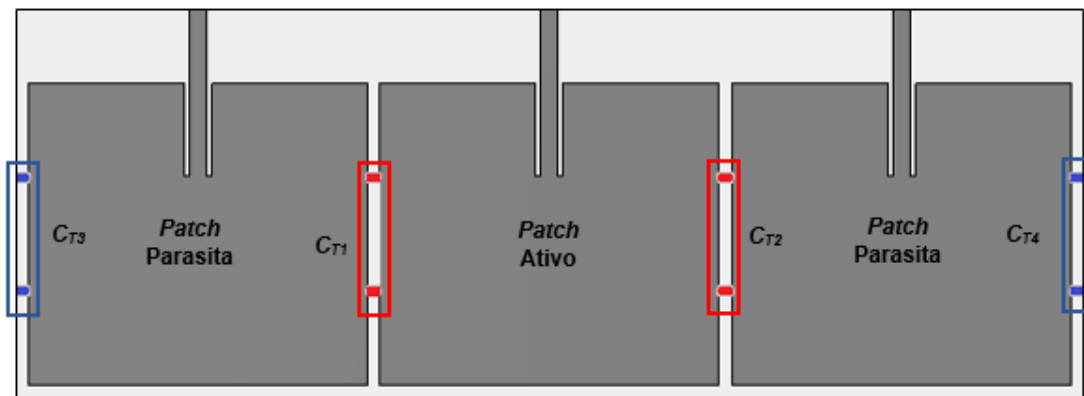


Figura 7.1 - Planta da estrutura da antena P-ESPAR com controlo do acoplamento mútuo

Os díodos *varicaps* (C_{T1}) e (C_{T2}) são responsáveis pelo acoplamento mútuo existente entre os *patches*, enquanto que (C_{T3}) e (C_{T4}) são díodos *varicaps* com o objetivo de controlar ou compensar o acoplamento mútuo por forma a conseguir as características de radiação desejadas.

Outros trabalhos que podem ser desenvolvidos é o estudo e projeto de antenas ESPAR planares com outros métodos de excitação, por exemplo excitação por sonda coaxial ou por acoplamento abertura, assim como por diferentes geometrias do *patch*.

Referências Bibliográficas

- [1] M. Nogueira de Sousa, "Uso de Veículos Aéreos Não Tripulados no Sistema Tático de Guerra Eletrônica (SITAGE)," p. 12, 2008.
- [2] N. Mira Vaz, "A RAM, o Quadro Estratégico e as Condições de Emprego das Forças Militares (Intervenção de Portugal)." p. 15, 2003.
- [3] C. J. Oliveira Ribeiro, "AS OPERAÇÕES MILITARES NA ERA DA INFORMAÇÃO E DA COMUNICAÇÃO," pp. 9–31, 2005.
- [4] US Department of Defense, "Unmanned Aircraft Systems Roadmap 2005-2030," p. 213, 2005.
- [5] J. A. Morgado and J. T. Borges de Sousa, "O PROGRAMA DE INVESTIGAÇÃO E TECNOLOGIA EM VEÍCULOS AÉREOS AUTÓNOMOS NÃO-TRIPULADOS DA ACADEMIA DA FORÇA AÉREA," p. 16, 2015.
- [6] J. P. Morgado, "Centro de Investigação da Academia da Força Aérea: Desenvolvimento & Inovação na área dos Sistemas Aéreos Autónomos Não-Tripulados," *Cid. e Def.*, pp. 16–21, 2015.
- [7] G. B. Ronconi, T. J. Batista, and V. Merola, "THE UTILIZATION OF UNMANNED AERIAL VEHICLES (UAV) FOR MILITARY ACTION IN FOREIGN AIRSPACE," p. 44, 2014.
- [8] R. Austin, *Unmanned Aircraft Systems*. 2010.
- [9] D. T. I. Center, "UAV Requirements and Design Consideration," p. 9, 2000.
- [10] J. Leland and I. Porche III, *Future Army Bandwidth Needs and Capabilities*. RAND Corporation, 2004.
- [11] D. M. Moorehouse and A. Humen, "Improved UAV Datalink Performance Using Embedded Antennas," p. 12, 2015.
- [12] O. Andryeyev, O. Artemenko, and A. Mitschele-thiel, "Improving the System Capacity Using Directional Antennas With a Fixed Beam on Small Unmanned Aerial Vehicles," p. 5, 2015.
- [13] M. J. Martins and I. V. Neves, *Propagação e Radiação de Ondas Eletromagnéticas*. LIDEL, 2015.
- [14] L. M. Correia, *Moblile Communication Systems (Supporting texts Part I)*. Instituto Superior Técnico, 2015.
- [15] A. A. Silva, "Modificação das Caraterísticas de Radiação de uma Antena usando Componentes Eletrónicos," Instituto Superior Tecnico, 2015.
- [16] L. Sun, B. Sun, J. Yuan, W. Tang, and H. Wu, "Low Profile, Quasi-Omnidirectional, Substrate Integrated Waveguide (SIW) Multi-Horn Antenna," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol.

1225, no. c, p. 1, 2015.

- [17] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, 3rd Editio. 2005.
- [18] A. Moreira, "Agregados de antenas (Slides da cadeira de Antenas)."
- [19] M. S. Sharawi, D. N. Aloï, and O. a. Rawashdeh, "Design and implementation of embedded printed antenna arrays in small UAV wing structures," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 8, pp. 2531–2538, 2010.
- [20] A. Mueed, J. Xu, and Y. Shangbin, "Spherical embedded antenna for conformal applications," *Appl. Sci.*, pp. 329–335, 2012.
- [21] T. Zhang, "A new planar electronically steerable passive array radiator antenna," *Tianjin Jinhang Inst. Comput. Technol. Tianjin , China*, pp. 1–3, 2012.
- [22] M. R. Nikkhah, P. Loghmannia, J. Rashed-Mohassel, and A. A. Kishk, "Theory of ESPAR Design With Their Implementation in Large Arrays," *Antennas Propagation, IEEE Trans.*, vol. 62, no. 6, pp. 3359–3364, 2014.
- [23] O. Sophocles J, *Electromagnetic Waves and Antennas*, vol. 2. Rutgers University, 2014.
- [24] D. G. Fang, *Antenna Theory and Microstrip Antennas*. New York: CRC Press, 2010.
- [25] Z. N. Chen, *Broadband Planar Antennas: Design and Applications*. .
- [26] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, and A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*. Boston: Artech House, INC.
- [27] D. C. Lacerda, "MICROFITA PARA SISTEMA MÓVEL CELULAR MICROFITA PARA SISTEMA MÓVEL CELULAR," 2008.
- [28] R. Crane and S. Stearns, *HANDBOOK OF ANTENNAS IN WIRELESS THE ELECTRICAL ENGINEERING*. 2002.
- [29] S. R. Avenue, "RT/duroid ® 5870 /5880," pp. 100–101.
- [30] Fanellic.I.F, "Data Sheet FR-4."
- [31] C.- Computer Simulation Technology, "Help CST Microwave Studio." 2013.
- [32] S. Zhang, G. H. Huff, C. Cung, and J. T. Bernhard, "Three variations of a pattern reconfigurable microstrip parasitic array," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, pp. 369–372, 2005.
- [33] S. T. Diodes, "Varactor Diode Infineon BB833," 2011.
- [34] J. Luther, "MICROSTRIP PATCH ELECTRICALLY STEERABLE PARASITIC ARRAY RADIATORS," University of Central Florida, 2013.
- [35] J. Lu, D. Ireland, and R. Schlub, "Dielectric Embedded ESPAR (DE-ESPAR) Antenna Array for Wireless Communications," vol. 53, no. 8, pp. 2437–2443, 2005.

- [36] Y. Yusuf, S. Member, and X. Gong, "A Low-Cost Patch Antenna Phased Array With Analog Beam Steering Using Mutual Coupling and Reactive Loading," vol. 7, pp. 81–84, 2008.
- [37] R. Islam, S. Member, M. Ali, and S. Member, "Elevation Plane Beam Scanning of a Novel Parasitic Array Radiator Antenna for 1900 MHz Mobile Handheld Terminals," vol. 58, no. 10, pp. 3344–3352, 2010.
- [38] Figanier João and Fernandes Carlos, *Aspectos de Propagação na Atmosfera*. Lisboa: Secção de Propagação e Radiação, Dep. Engenharia Electrotecnica e de Computadores IST, 2002.
- [39] N. E. W. Trends, *MICROSTRIP AND PRINTED ANTENNAS NEW TRENDS , TECHNIQUES. .*
- [40] S. C. Ferreira, "Antenas de radio frequências , para o VORSat," Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2012.

Anexo A

Desenvolvimento da expressão do fator espacial da antena:

$$\bar{F} = \left[\frac{\bar{l}_1}{\bar{l}_2} e^{jkd \cos \varphi} + 1 + \frac{\bar{l}_3}{\bar{l}_2} e^{jkd \cos \varphi} \right] \rightarrow |\bar{F}| = \sqrt{FF^*} \quad (\text{A.1})$$

$$\bar{F} = 1 + \left[\frac{\bar{l}_1}{\bar{l}_2} \right] e^{j\delta_1 - jkd \cos \varphi} + \left[\frac{\bar{l}_3}{\bar{l}_2} \right] e^{j\delta_3 - jkd \cos \varphi} \quad (\text{A.2})$$

De forma a obter-se o módulo do fator espacial da antena, é necessário proceder-se primeiro ao cálculo do produto FF^* :

$$FF^* = \left(1 + \left[\frac{\bar{l}_1}{\bar{l}_2} \right] e^{j(\delta_1 - jkd \cos \psi)} + \left[\frac{\bar{l}_3}{\bar{l}_2} \right] e^{j\delta_3} e^{jkd \cos \psi} \right) \left(1 + \left[\frac{\bar{l}_1}{\bar{l}_2} \right] e^{-j\delta_1 + jkd \cos \psi} + \left[\frac{\bar{l}_3}{\bar{l}_2} \right] e^{-j\delta_3} e^{-jkd \cos \psi} \right) \quad (\text{A.5})$$

$$\begin{aligned} FF^* = & 1 + \left| \frac{\bar{l}_1}{\bar{l}_2} \right| e^{j(\delta_1 - jkd \cos \psi)} + \left| \frac{\bar{l}_3}{\bar{l}_2} \right| e^{j(\delta_3 + jkd \cos \psi)} + \left| \frac{\bar{l}_1}{\bar{l}_2} \right| e^{-j(\delta_1 + jkd \cos \psi)} + \left| \frac{\bar{l}_1}{\bar{l}_2} \right|^2 + \\ & + \left| \frac{\bar{l}_1}{\bar{l}_2} \right| \left| \frac{\bar{l}_3}{\bar{l}_2} \right| e^{-j\delta_1} e^{-j\delta_3} e^{j2kd \cos \psi} + \left| \frac{\bar{l}_3}{\bar{l}_2} \right| e^{-j\delta_3 - jkd \cos \psi} + \left| \frac{\bar{l}_1}{\bar{l}_2} \right| \left| \frac{\bar{l}_3}{\bar{l}_2} \right| e^{j\delta_1} e^{-j\delta_3} e^{-j2kd \cos \psi} + \left| \frac{\bar{l}_3}{\bar{l}_2} \right|^2 \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

Anexo B

1. Conceitos fundamentais das antenas

Existem parâmetros que caracterizam o desempenho duma antena. Entre os quais alguns deles são independentes do tipo de antena.

1.1 Diagrama de radiação

É a representação, normalmente em coordenadas polares, da intensidade normalizada do campo elétrico radiado (função $|\vec{E}|/|\vec{E}|_{\max}$) ou do seu quadrado (densidades de potência radiada)[13].

Através dos diagramas de radiação é possível observar as direções onde a antena emite mais energia (lobo principal), assim como, os lóbulos secundários e nulos de radiação.

Um parâmetro importante que define a diretividade da antena é a largura de feixe a meia potência ou *half power beamwidth* (HPBW). Este parâmetro corresponde ao ângulo onde a potência emitida é metade da potência máxima emitida pela antena segundo uma direção. Na figura (B.1) é possível observar o diagrama de radiação em formato polar de uma antena planar convencional, bem como a sua HPBW. Verifica-se que a antena tem um lobo principal na direção 0° com uma amplitude de 6.93 dB e uma HPBW de 91.4° . Esta simulação foi realizada pelo programa *CST Microwave Studio*.

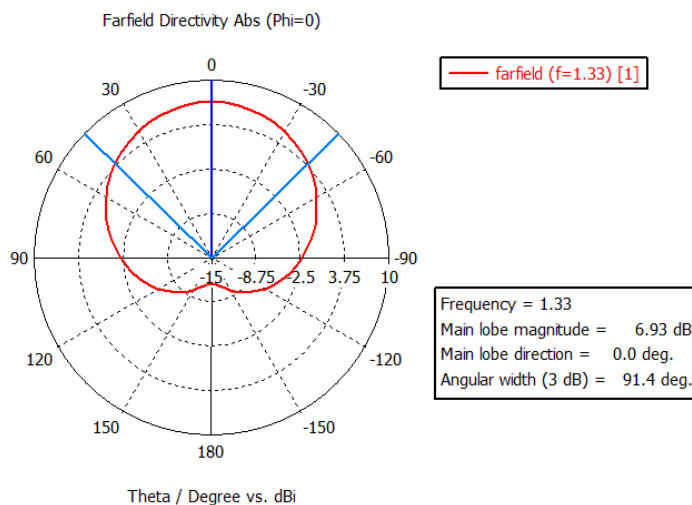


Figura B.1 - Diagrama de radiação de uma antena planar

1.2 Diretividade e ganho

A diretividade de uma antena é a relação entre a intensidade de radiação máxima e a intensidade de radiação média (no espaço)[13]. De forma geral ela pode ser escrita da seguinte forma:

$$D_{(\theta,\phi)} = \frac{U_{(\theta,\phi)}}{U_0} \quad (\text{B.1})$$

Onde $D_{(\theta,\phi)}$ é a diretividade na direção (θ,ϕ) , $U_{(\theta,\phi)}$ é a intensidade de radiação produzida pela antena na direção (θ,ϕ) . U_0 é a intensidade de radiação produzida pela antena isotrópica sendo igual

$$a \ U_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi r^2}. \quad (B.2)$$

Para o caso de antenas planas, a directividade pode ser calculada pela expressão aproximada[39]

$$D = \frac{\eta_0}{4\pi p c_1} \left[\frac{\cot^2(k_0 h \sqrt{\epsilon_r})}{\frac{1}{\epsilon_r} \tan^2(k_0 h \sqrt{\epsilon_r} + 1)} \right] \quad (B.3)$$

Onde, p é a relação da potência radiada por elemento retangular com potência radiada por um elemento hertziano de momento dipolar igual [26]:

$$p = 1 - \frac{0.16605}{20} (k_0 W)^2 + \frac{3 * 0.00761}{560} (k_0 W)^4 - \frac{0.09142}{10} (k_0 L_{eff})^2 \quad (B.4)$$

e c_1 é uma constante que depende só do substrato

$$c_1 = 1 + \frac{1}{\epsilon_r^2} + \frac{2/5}{\epsilon_r^4} \quad (B.5)$$

A diretividade pode ser expressa em unidades logarítmicas (dB) através da relação $D_{dB} = 10 \log(D)$. (B.6)

As perdas numa antena determinam a eficiência da antena, ou seja, se duas antenas, com a mesma diretividade, é fornecida menos energia a uma do que a outra significa que a antena que utiliza menos energia é mais eficiente[40].

O ganho é representado de forma semelhante à directividade, apenas considerando U_0 a intensidade de radiação de uma antena sem perdas[13].

$$G_{(\theta,\phi)} = \frac{U_{(\theta,\phi)}}{U_0} \quad (B.7)$$

Sendo $G_{(\theta,\phi)}$ o ganho da antena na direção (θ,ϕ) .

1.3 Eficiência

A eficiência é a razão entre a potência radiada (P_{rad}) e a potência entregue (P_{in}) à antena. Isto significa que parte da potência entregue à antena é dissipada.

A eficiência de radiação pode ser definida como[17]:

$$\eta_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{in}} = \frac{G_{(\theta,\phi)}}{D_{(\theta,\phi)}} \quad (B.8)$$

1.4 Coeficiente de onda estacionária

O coeficiente de onda estacionária ou *Voltage Standing Wave Ratio* (VSWR) ou ($|S_{11}|$) é um parâmetro muito utilizado para verificar a adaptação da antena. A expressão do VSWR é dada por[13]:

$$VSWR = \frac{1 + \bar{K}_s}{1 - \bar{K}_s} \quad (B.9)$$

Sendo \bar{K}_s a amplitude do fator ou coeficiente de reflexão e definido como[13]:

$$\bar{K}_s = \frac{\bar{Z}_s - \bar{Z}_L}{\bar{Z}_s + \bar{Z}_L} \quad (B.10)$$

\bar{Z}_s é a impedância da antena e \bar{Z}_L é a impedância característica do meio.

Como anteriormente referido caso $\bar{Z}_s \neq \bar{Z}_L$, a potência entregue à linha não será totalmente absorvida, pelo que a restante será refletida, gerando deste modo uma onda estacionária na linha. Um critério geralmente adotado é o valor de $VSWR \leq 2$, que caracteriza a largura de banda e garante que pelo menos 90% da potencia de entrada é radiada[17].

A antena considera-se adaptada para um valor de $|S_{11}| \leq -10 \text{ dB}$ com o qual é possível definir a frequência de ressonância da antena.

1.5 Largura de Banda

A largura de banda é um parâmetro definido por um conjunto de frequências nas quais as características elétricas da antena funcionam como as especificações pré-estabelecidas.

Para antenas planares a impedância de entrada é um parâmetro que varia muito com a variação da frequência. Deste modo o funcionamento deste tipo de antena é limitado pela desadaptação com a linha de transmissão. Uma forma de controlar esta situação é definir uma frequência central, neste caso de projeto 1.33 GHz na qual a adaptação deve ser maior. Para antenas planar a largura de banda é estreita pelo que é aceitável definir um conjunto de frequências superior e inferior à frequência central a -10 dB, ou seja, com um $|S_{11}| \leq -10 \text{ dB}$ que corresponde a um $VSWR \leq 2$.

A largura de banda para antena planares retangular pode ser estimada através da seguinte expressão[26]:

$$LB = \frac{16 * p * h * W * q}{3 * \sqrt{2} * \eta * \epsilon_r * \lambda_0 * L} \quad (B.11)$$

Onde, p é a relação da potência radiada por elemento retangular com potência radiada por um elemento hertziano de momento dipolar igual a[26]: $q = \left(1 - \frac{1}{\epsilon_r} + \frac{2}{5 * \epsilon_r^2}\right)$. (B.12)

A largura de banda também pode ser determinada pela relação de onda estacionária, ou seja[17]:

$$LB = \frac{VSWR - 1}{Q_t \sqrt{VSWR}} \times 100 \quad (B.13)$$

Na figura (B.2) pode observar-se para uma antena planar retangular convencional alguns dos parâmetros anteriormente referidos. Observa-se que a antena esta adaptada para uma frequência de 1.3144 GHz que corresponde $|S_{11}| = -20.247 \text{ dB}$ com uma largura de banda a -10 dB de 13.622 MHz.

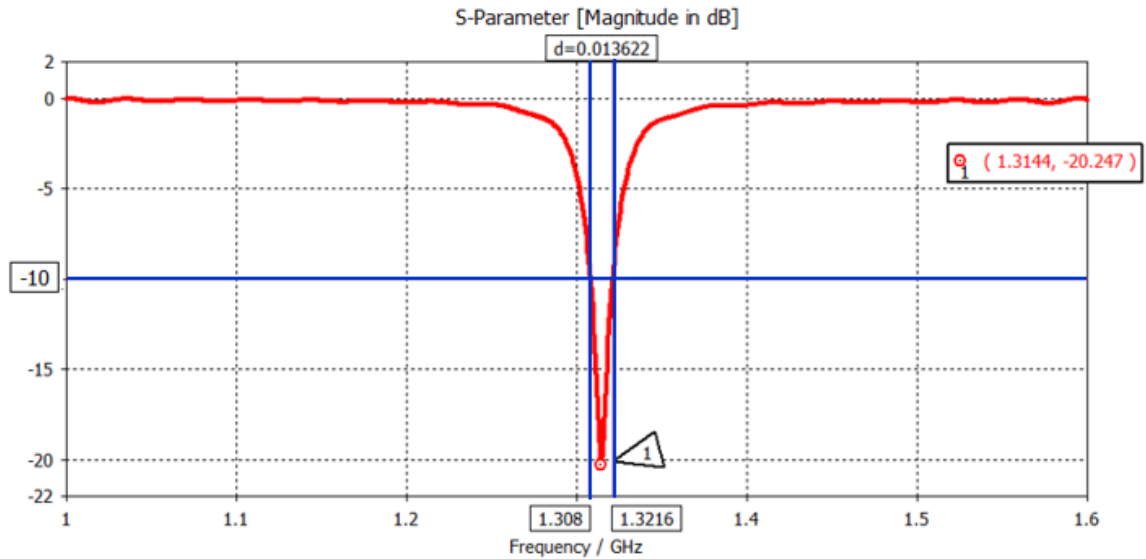


Figura B.2 - Representação gráfica do $|S_{11}|$ duma antena planar com geometria retangular

1.6 Fator de qualidade das antenas planas

O fator de qualidade é um parâmetro importante na caracterização das antenas, ele está interligado com a largura de banda e a eficiência de radiação nas antenas *patch*, pelo que não é possível alterar um deles sem alterar os outros.

O fator de qualidade é determinado através dos diversos fatores de qualidade como se descreve na seguinte equação [17]:

$$\frac{1}{Q_t} = \frac{1}{Q_{rad}} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{sw}} \quad (B.14)$$

Onde, Q_t é o fator de qualidade total, Q_{rad} é o fator de qualidade relativo às perdas por radiação (onda espacial), Q_c é o fator de qualidade relativo às perdas por condução, Q_d é o fator de qualidade relativo às perdas dielétricas e Q_{sw} é o fator de qualidade relativo às ondas de superfície.

No caso das antenas *patch* com uma espessura muito fina, as perdas provocadas pelas ondas de superfície, são muito pequenas podendo ser desprezadas. O mesmo, já não acontece para substratos com espessuras maiores.

Através das seguintes fórmulas é possível calcular os diversos fatores de qualidade [17]:

$$Q_c = h \sqrt{\pi f \mu \sigma} \quad (B.15)$$

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta} \quad (\text{B.16})$$

$$Q_{rad} = \frac{2\omega\epsilon_r}{h G_t / l} K = \frac{\pi}{4Z_0 G_t} \quad (\text{B.17})$$

Sendo, $\tan \delta$ é a tangente de perdas do material, σ é a condutividade dos condutores, G_t / l é a condutância total por unidade de comprimento L e K é dado pela expressão[17]:

$$K = \frac{\iint_{area} |E|^2 dA}{\oint_{perimetro} |E|^2 dl} \quad (\text{B.18})$$

Para uma abertura retangular no modo dominante TM_{010}^x podemos simplificar as expressões da seguinte forma[17]:

$$K = \frac{L}{4} \quad (\text{B.19})$$

$$G_t / l = \frac{G_{rad}}{W} \quad (\text{B.20})$$

Q_{rad} como representado na equação x mostra que é inversamente proporcional a h, à altura substrato, sendo este, no caso de substratos finos o fator dominante.

Relativo à largura de banda, esta está relacionada com o fator de qualidade da seguinte forma, sendo este o ultimo inversamente proporcional[17]:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{Q_t} \quad (\text{B.21})$$

Esta forma é um modo simplista de calcular a largura de banda, já que não tem em conta a impedância correspondente aos terminais da antena. Para um cálculo mais preciso utiliza-se a expressão x anteriormente expressa na secção da largura de banda.

No geral a largura de banda é proporcional ao volume, ou seja[17]:

$$LB \sim volume = area \cdot h = L \cdot W \cdot h \sim \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{B.22})$$

A eficiência de radiação pode ser dada recorrendo ao fator de qualidade da antena por[17]:

$$e_{rad} = \frac{1/Q_{rad}}{1/Q_t} = \frac{Q_t}{Q_{rad}} \quad (\text{B.23})$$